

Projeto de uma antena de microfita com duas portas altamente isoladas para aplicações Wi-Fi/5G

F. S. Borges, R. A. Santos, R. A. Penchel e D. H. Spadoti

Resumo— Este artigo apresenta o projeto de uma antena de microfita retangular com dupla alimentação, banda de operação e polarização. Tem-se a operação na frequência de 3,5 GHz com polarização no plano do campo elétrico (no modo fundamental (TM_{100}^z) – aplicado à tecnologia 5G) e na frequência de 5,2 GHz com polarização no plano do campo magnético (no modo de terceira ordem (TM_{030}^z) – aplicado à tecnologia Wi-Fi). A antena é formada a partir da sobreposição geométrica ortogonal de duas técnicas, sendo uma que permite o aumento de ganho e outra que permite a filtragem de modos de alta ordem.

Palavras-Chave— 5G, Antena de microfita, dupla banda, dupla polarização, Wi-Fi.

Abstract— This paper presents the design of a rectangular microstrip antenna with dual feeding, operating band and polarization. It operates at a frequency of 3.5 GHz with the plane of the electric field polarization (in the fundamental mode (TM_{100}^z) – applied to 5G technology) and at a frequency of 5.2 GHz with the plane of the magnetic field polarization (in the third-order mode (TM_{030}^z) – applied to Wi-Fi technology). The antenna is formed by the orthogonal geometric superposition of two techniques, one allows for increased gain and one that allows the filtering of high-order modes.

Keywords— 5G, Microstrip antenna, dual band, dual polarization, Wi-Fi.

I. INTRODUÇÃO

Uma das soluções promissoras para o futuro das comunicações sem fio, como por exemplo o 5G, é a otimização dos sistemas de transmissão. Isso envolve aprimoramentos tanto em tecnologias quanto em dispositivos, visando maximizar as taxas de transmissão e aumentar a capacidade dos canais de rádio móvel. A literatura atual apresenta uma variedade de estudos que abordam projetos de antenas com propriedades específicas, contribuindo para o aprimoramento da capacidade desses canais de comunicação. Entre essas propriedades, destacam-se a busca por uma maior largura de banda [1], maior diretividade [2], múltiplas entradas e saídas [3], polarização dupla [4] ou circular [5]. Nesse sentido, há pesquisas em andamento que visam o desenvolvimento de antenas capazes de apresentar mais de uma dessas características, como, por exemplo, antenas com banda larga e alta diretividade [6].

Considerando a importância das antenas com características que potencializem as transmissões, é crucial realizar estudos e desenvolver novas geometrias. Um segmento que tem

despertado grande interesse é o das antenas com dupla banda de operação. Essas antenas possuem a capacidade de operar em duas faixas de frequência dentro da mesma tecnologia [7], ou até mesmo simultaneamente em duas tecnologias distintas com faixas de frequência diferentes [8]. No entanto, é imprescindível ressaltar que, dentro desse contexto, é fundamental alcançar uma alta isolamento entre as duas bandas de operação [9] a fim de evitar interferências prejudiciais.

Este trabalho propõe um dispositivo capaz de operar simultaneamente em duas faixas de frequência com alta isolamento: 5G na faixa de 3,5 GHz e Wi-Fi na faixa de 5,2 GHz. Para atender a esse requisito, o projeto apresenta uma antena de microfita que consiste na sobreposição geométrica ortogonal de duas estruturas, conforme mostrado na Fig. 1. A primeira estrutura, ilustrada na Fig. 1(a), é baseada em [10] e tem a capacidade de operar na faixa de 3,5 GHz, com filtragem de bandas harmônicas em outras frequências, com polarização no plano do campo elétrico (polarização x conforme a ilustração). A segunda estrutura, ilustrada na Fig. 1(b), é baseada em [11] e tem a capacidade de operar na faixa de 5,2 GHz, com aumento no valor do ganho na direção de máxima irradiação, com polarização no plano do campo magnético (polarização y conforme a ilustração).

O trabalho é organizado em quatro seções. Na Seção II são demonstradas as fundamentações teóricas necessárias, na Seção III os estudos que culminaram no modelo final da antena e na Seção IV as conclusões finais do trabalho.

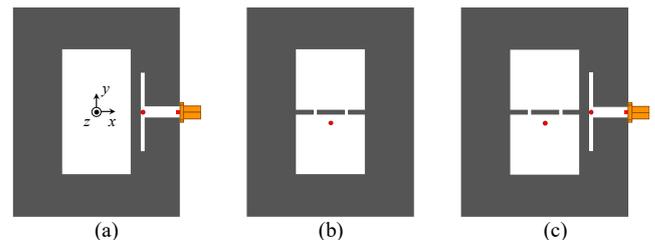


Fig. 1. Geometria da antena proposta nesse trabalho. (a) Antena individual para operação no 5G na faixa de 3,5 GHz (b) Antena individual para operação no Wi-Fi na faixa de 5,2 GHz (c) Antena com duas portas altamente isoladas para aplicações Wi-Fi/5G.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DA ANTENA PROPOSTA

As Fig. 1(a) e (b) exibem as geometrias intermediárias utilizadas para chegar à antena proposta neste trabalho, ilustrada na Fig. 1(c). Com o objetivo de facilitar a compreensão, esta seção apresenta de forma detalhada os conceitos teóricos de cada uma dessas geometrias de forma isolada. Em seguida, após a elaboração individual de cada projeto, a Seção III descreve a sobreposição dos modelos, resultando na Fig. 1(c).

A. Antena com supressão dos modos de ordens superiores

A antena ilustrada na Fig. 1(a) é fundamentada nos conceitos apresentados em [10]. A geometria é formada por uma antena de

F. S. Borges, Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologias da Informação – IESTI, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá – MG, e-mail: fabio.silva.borges@gmail.com; R. A. Santos, Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT, Universidade Federal de Uberlândia – Campus Patos de Minas, Patos de Minas – MG, e-mail: renans@ufu.br; R. A. Penchel, Faculdade de Engenharia – FESJBV, Universidade Estadual Paulista – Campus São João da Boa Vista, São João da Boa Vista – SP, e-mail: rafael.penchel@unesp.br; D. H. Spadoti, Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologias da Informação – IESTI, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá – MG, e-mail: spadoti@unifei.edu.br.

microfita retangular, operando no modo fundamental TM_{100}^z , e alimentada por acoplamento eletromagnético de um filtro construído por ressonadores de um quarto de comprimento de onda guiado ($\lambda_g/4$). A Fig. 2 apresenta, detalhadamente, a geometria em que se tem: o elemento irradiador da antena (de dimensões $L \times W$), a linha de alimentação (de dimensões $L_\ell \times W_\ell$) e os ressonadores do filtro (de dimensões $L_f \times W_f$). Além de L_f e W_f , o filtro é formado por um pino de curto-circuito com diâmetro d_c e tem-se uma distância d de acoplamento para o elemento irradiador. Toda a geometria é projetada em um laminado dielétrico (de dimensões $L_d \times W_d$) com espessura h e permissividade dielétrica relativa ϵ_r , que separa o elemento ressonador, o filtro e a linha de alimentação (que estão ilustrados em branco) de um plano de terra (que está ilustrado em cinza).

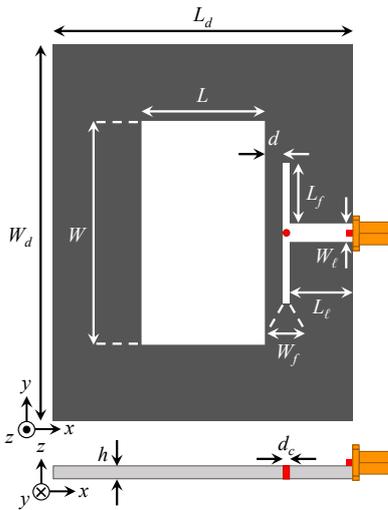


Fig. 2. Antena com supressão dos modos de ordens superiores.

A técnica baseada em [10] apresenta duas características altamente vantajosas: a capacidade de filtrar ressonâncias de alta ordem, permitindo que a antena opere exclusivamente no modo fundamental, e o aumento significativo da largura de banda. Em antenas de microfita convencionais, a utilização de substratos eletricamente finos resulta em uma largura de banda limitada. No entanto, ao adotar a alimentação por meio de um acoplamento de um filtro de $\lambda_g/4$, é possível criar uma estrutura de ressonância dupla que efetivamente amplia a largura de banda da antena. Além disso, o filtro de $\lambda_g/4$ funciona como um filtro passa-banda, permitindo a filtragem eficiente de possíveis irradiações decorrentes de ressonâncias de modos de alta ordem.

O espaçamento entre os ressonadores de $\lambda_g/4$ e o elemento irradiador desempenha um papel importante no desempenho da antena. Esta forma de acoplamento gera um efeito capacitivo na impedância de entrada, impactando diretamente seu comportamento operacional. Portanto, é de suma importância otimizar o valor de d para aproximar as frequências de ressonância do filtro e do irradiador, resultando na combinação de duas bandas mais estreitas em uma única banda larga. Essa abordagem amplia significativamente a largura de faixa de operação da antena. Além disso, o pino de curto-circuito desempenha um papel crucial no conjunto antena e filtro, introduzindo uma reatância indutiva que afeta diretamente a impedância de entrada. A correta determinação da relação entre o diâmetro do condutor do pino de curto-circuito e a espessura do dielétrico é essencial para alcançar uma resposta de impedância adequada.

Seguindo a fundamentação matemática e os passos de projeto apresentados em [10], determinou-se os valores das variáveis para que a antena operasse na frequência central $f_0 = 3,4$ GHz (faixa do 5G), utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575$ mm. Dessa forma, chegou-se aos valores $L = 26,50$ mm, $W = 50,00$ mm, $L_d = 69,36$ mm, $W_d = 92,86$ mm, $L_f = 13,71$ mm, $W_f = 1,00$ mm, $L_\ell = 18,93$ mm, $W_\ell = 3,50$ mm, $d_c = 1,27$ mm e $d = 2,50$ mm. Então, a partir de análises numéricas no simulador Ansys Electronics Desktop (pelo método dos elementos finitos solucionado no módulo HFSS), quantificou-se a banda de operação (a partir do módulo do coeficiente de reflexão, $|S_{11}|$) e a distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico.

A Fig. 3 apresenta a resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena. Nota-se que ocorre o efeito buscado de supressão dos modos de ordens superiores presentes na antena de microfita retangular convencional (operando no modo TM_{100}^z). É importante destacar que todos os valores das variáveis foram mantidos, sendo a antena convencional apenas sem o filtro, com cortes casadores de impedância de comprimento igual a 5,89 mm e largura igual a 1,17 mm. Para a antena convencional (curva em preto), nota-se a existência de modos de irradiação de ordem superior, além do modo TM_{100}^z . Para a antena com supressão dos modos de ordens superiores (curva em vermelho), nota-se a filtragem efetiva das ressonâncias harmônicas e o surgimento de dois polos de ressonância na faixa de 3,4 GHz. As faixas de frequências de operação para os modelos convencional e com supressão dos modos de ordens superiores, considerando $|S_{11}| \leq -10$ dB, são, respectivamente, de 3,55 GHz a 3,63 GHz (2,23%) e de 3,33 GHz a 3,48 GHz (4,41%). Assim, além da filtragem das ressonâncias de alta ordem, comprova-se o aumento na largura de banda da antena em, aproximadamente, 2 vezes.

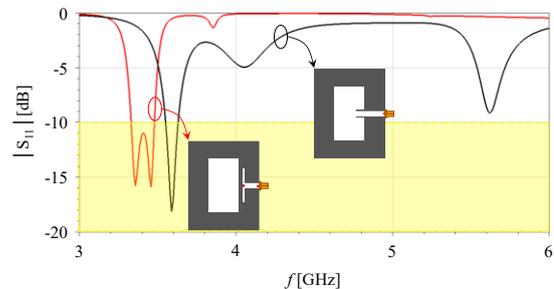


Fig. 3. Resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena de microfita convencional vs a antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores.

A Fig. 4 apresenta as distribuições de campo elétrico no substrato dielétrico para os modelos da antena de microfita retangular convencional e da antena com supressão dos modos de ordens superiores. Os modos TM_{100}^z (fundamental), TM_{020}^z e TM_{120}^z foram analisados. Para a antena convencional nota-se a excitação, além do modo TM_{100}^z , de modos de ressonâncias de alta ordem. Isso pode ser visto como um problema, uma vez que se tem irradiação em frequências harmônicas, podendo gerar sinais interferentes. Para a antena com o filtro, nota-se que a distribuição de campo elétrico apresenta supressão nos modos de ordens superiores, garantindo a operação apenas no modo TM_{100}^z . Outro fato a se destacar é que dada a distribuição de campo, nessa configuração de alimentação tem-se a polarização na direção x . Para fins de nomenclatura, esse comportamento é definido como polarização no plano do campo elétrico.

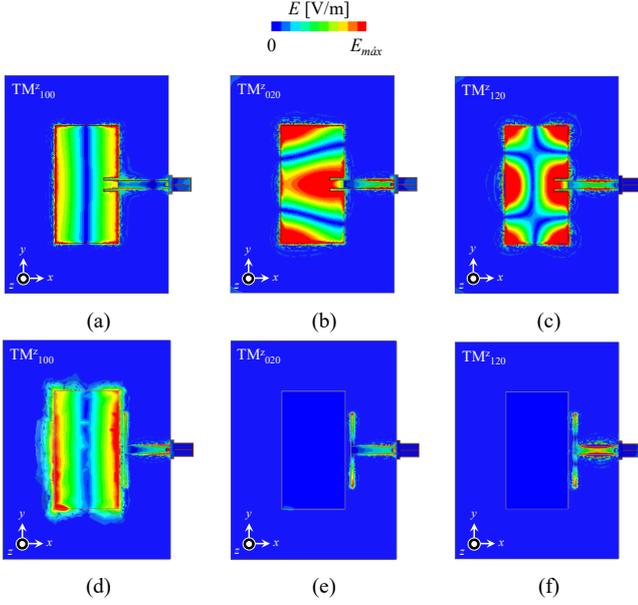


Fig. 4. Distribuições de campo elétrico no substrato dielétrico. (a) Antena de microfita retangular convencional operando no modo TM^z_{100} na frequência de 3,6 GHz (b) Antena de microfita retangular convencional operando no modo TM^z_{020} na frequência de 4,05 GHz (c) Antena de microfita retangular convencional operando no modo TM^z_{120} na frequência de 5,6 GHz (d) Antena com supressão dos modos de ordens superiores operando no modo TM^z_{100} na frequência de 3,4 GHz (e) Antena com supressão dos modos de ordens superiores operando no modo TM^z_{020} na frequência de 4,05 GHz (f) Antena com supressão dos modos de ordens superiores operando no modo TM^z_{120} na frequência de 5,6 GHz.

B. Antena com o ganho incrementado

A antena apresentada na Fig. 1(b) tem como base os conceitos apresentados em [11]. A geometria é formada por uma antena de microfita retangular, operando no modo de terceira ordem TM^z_{030} , alimentada via sonda coaxial. A Fig. 5 apresenta, detalhadamente, a geometria em que se tem: o elemento irradiador da antena (de dimensões $L \times W$), três fendas no elemento irradiador (de dimensões $L_{s1} \times W_s$ e $L_{s2} \times W_s$) e o deslocamento da posição de inserção da sonda coaxial ao longo do eixo y a partir da borda do ressonador (y_0), em uma linha central à variável L . Toda a geometria, também, é projetada em um laminado dielétrico (de dimensões $L_d \times W_d$) com espessura h e permissividade dielétrica relativa ϵ_r , que separa o elemento ressonador do plano de terra.

A técnica descrita em [11] introduz uma característica distintiva na antena, envolvendo a inserção de um conjunto de três fendas no centro do elemento ressonador, ao longo da direção x . As fendas estreitas no elemento irradiador forçam a corrente em contra fase do modo TM^z_{030} a contorná-las. Devido ao seu pequeno espaçamento, em campo distante, a irradiação provocada pelas correntes que circulam as fendas de largura W_s quase que se cancelam totalmente, resultando em pouca irradiação. Portanto, o nível do lóbulo lateral é reduzido significativamente. Nesse aspecto, a corrente efetiva no elemento irradiador apresenta um comportamento análogo à um dipolo de onda completa (sendo que antes era similar à um dipolo de $3/2\lambda$), de modo que seu ganho possa ser incrementado em relação a operação no modo TM^z_{100} .

De acordo com os estudos realizados em [11], a forma na irradiação nos planos xz e yz podem ser determinadas principalmente por distribuições longitudinais e transversais da densidade da corrente de superfície no elemento irradiador.

Assim, a inserção das fendas exerce importante impacto no comportamento. Por esse motivo, os autores realizaram análises de três casos distintos. No primeiro, apenas uma fenda foi introduzida no centro do elemento irradiador. No segundo, duas fendas foram inseridas nas duas bordas em direção ao centro. Já no terceiro, uma fenda central de comprimento L_{s2} e duas fendas laterais de comprimento L_{s1} foram inseridas simultaneamente, conforme a Fig. 5.

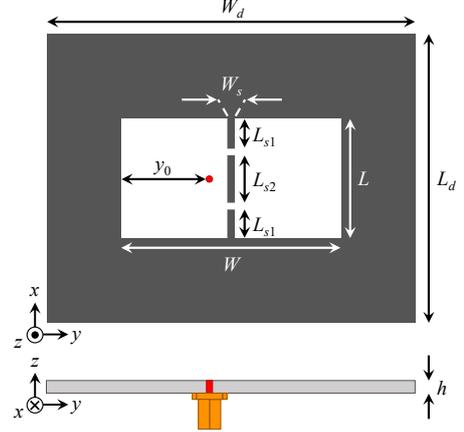


Fig. 5. Antena de microfita operando no modo TM^z_{030} com inserção de fendas para reduzir o nível dos lóbulos laterais e incrementar o ganho na direção de máxima irradiação.

Por meio dos resultados obtidos por [11], tanto a configuração com a fenda central, quanto a configuração com as fendas nas bordas, podem ser empregadas para reduzir o nível do lóbulo lateral no plano yz . No entanto, o primeiro método aumenta substancialmente a largura de feixe de meia potência no plano xz antes que o nível do lóbulo lateral no plano yz seja suficientemente suprimido. Com isso, se os dois esquemas forem utilizados em conjunto, conforme a configuração apresentada por meio da Fig. 5, é compreensível que o nível do lóbulo lateral reduzido e a largura de feixe ajustável possam ser alcançados simultaneamente. Assim, essa técnica é eficiente quando os valores do comprimento (L_{s1} e L_{s2}) e a largura (W_s) das fendas forem corretamente definidos.

É importante destacar que, como observado em [11], devido ao efeito capacitivo das fendas inseridas, ocorre um deslocamento na ressonância do modo TM^z_{030} para frequências menores, quando comparado na condição sem fendas. Por esse motivo, deve-se prever as dimensões do ressonador para que esse deslocamento não seja prejudicial na frequência em que de fato se quer operar.

Seguindo a fundamentação matemática e os passos de projeto apresentados em [11], determinou-se os valores das variáveis para que a antena operasse na frequência central $f_0 = 5,2$ GHz (faixa do Wi-Fi) no modo TM^z_{030} , utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575$ mm. Dessa forma, chegou-se aos valores $L = 26,50$ mm, $W = 50,00$ mm, $L_d = 69,36$ mm, $W_d = 92,86$ mm, $L_{s1} = 6,625$ mm, $L_{s2} = 10,60$ mm, $W_s = 1,00$ mm e $y_0 = 20,00$ mm. Então, a partir de análises numéricas no simulador Ansys Electronics Desktop (pelo método dos elementos finitos solucionado no módulo HFSS), quantificou-se a distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico e diagramas de irradiação.

A Fig. 6 ilustra as distribuições de campo elétrico no substrato dielétrico para a antena em três modos sem fendas

(modos TM_{010}^z , TM_{020}^z e TM_{030}^z) e em um com fendas (modo TM_{030}^z). Para a antena sem fendas, tem-se o comportamento típico da distribuição de modos de primeira (um nulo no campo elétrico na direção de W) na Fig. 6(a), segunda (dois nulos no campo elétrico na direção de W) na Fig. 6(b) e terceira ordem (três nulos no campo elétrico na direção de W) na Fig. 6(c). Na Fig. 6(d) tem-se o comportamento típico da distribuição de campo elétrico do modo TM_{030}^z na presença das fendas, como apresentado em [11]. A presença das fendas modifica a impedância de entrada da antena, por isso, para prover o casamento de impedâncias nessa condição, a posição da alimentação foi modificada para $y_0 = 23,91$ mm. Assim, comprova-se o conceito proposto no artigo de referência para o desenvolvimento desse modelo.

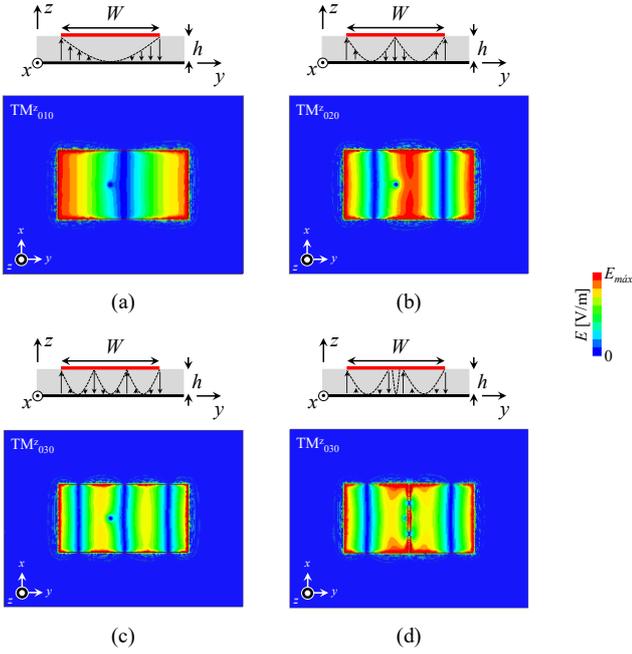


Fig. 6. Distribuições de campo elétrico do modelo de antena com alimentação vertical. (a) Antena de microfita retangular sem fendas operando no modo TM_{010}^z na frequência de 2 GHz (b) Antena de microfita retangular sem fendas operando no modo TM_{020}^z na frequência de 4 GHz (c) Antena de microfita retangular sem fendas operando no modo TM_{030}^z na frequência de 6 GHz (d) Antena de microfita retangular com fendas operando no modo TM_{030}^z na frequência de 5,2 GHz.

A Fig. 7 ilustra a comparação dos diagramas de irradiação para a operação no modo TM_{030}^z das antenas sem e com fendas. Conforme as distribuições de campo elétrico apresentadas na Fig. 6, os diagramas de irradiação foram quantificados para 5,2 GHz (na antena com fendas) e 6 GHz (na antena sem fendas). Para a antena sem fendas (representado pela curva em vermelho) o ganho na direção de máxima irradiação ($\theta = 0^\circ$) é $G_0 \cong 8,72$ dBi e a relação lóbulo principal e secundários $SLL \cong 2,6$ dB. Assim, tem-se um comportamento de irradiação indesejado, visto que lóbulos laterais tão altos podem criar réplicas do sinal irradiado, possibilitando a ocorrência de múltiplos percursos no canal de rádio móvel. Para a antena com fendas (representado pela curva em preto) o ganho na direção de máxima irradiação ($\theta = 0^\circ$) é $G_0 \cong 11,57$ dBi e a relação lóbulo principal e secundários $SLL \cong 14$ dB. Dessa forma, fica nítida a eficácia do método empregado para a redução dos lóbulos laterais (em mais de 11 dB) e o incremento do ganho na direção de máxima irradiação (em quase 3 dB).

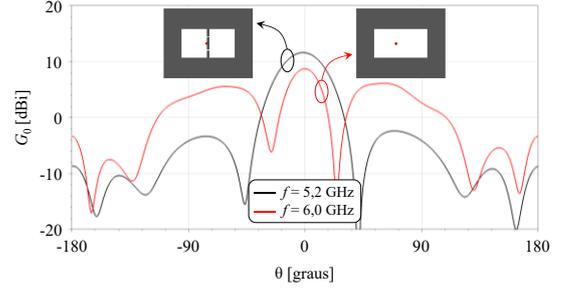


Fig. 7. Diagramas de irradiação para o modo TM_{030}^z com e sem as fendas no elemento irradiador no plano yz .

III. ANTENA PROPOSTA

Conforme ilustrado na Fig. 1(c), a antena proposta nesse trabalho é formada pela sobreposição ortogonal das antenas com supressão dos modos de ordens superiores (Fig. 1(a)) e operando no modo TM_{030}^z com inserção de fendas (Fig. 1(b)). Assim, tem-se a geometria final conforme apresentado na Fig. 8. Então, a partir de análises numéricas no simulador Ansys Electronics Desktop (pelo método dos elementos finitos solucionado no módulo HFSS), quantificou-se a banda de operação (a partir do módulo do coeficiente de reflexão, $|S_{11}|$) e diagramas de irradiação. É importante destacar que um protótipo foi construído e por limitações de instrumentos laboratoriais, apenas a curva de $|S_{11}|$ foi medida até o momento, sendo comparada com a simulação. Além disso, a alimentação das portas indicadas é feita via conector SMA. Para a antena da porta 1 operar na frequência central $f_0 = 3,5$ GHz, algumas dimensões geométricas foram levemente alteradas e seus valores finais são apresentados na Tabela 1.

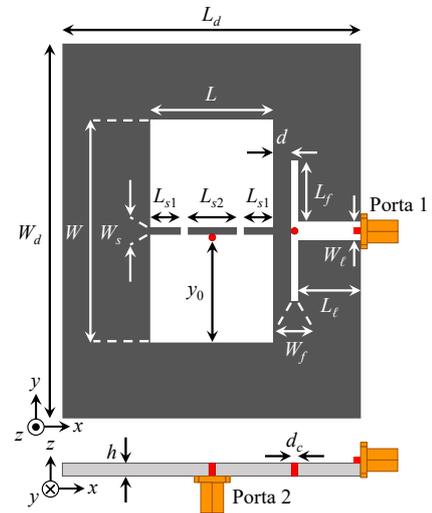


Fig. 8. Antena de microfita proposta.

A Fig. 9 apresenta a resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena proposta, comparando os resultados de simulação (representados pelas curvas contínuas) e medidos (representados pelas curvas tracejadas). As faixas de frequências de operação para o modelo simulado, considerando $|S_{11}| \leq -10$ dB, são, respectivamente, de 3,45 GHz a 3,56 GHz (3,14%) e de 5,16 GHz a 5,24 GHz (1,54%). Já, para o protótipo medido, as bandas de operação, considerando $|S_{11}| \leq -10$ dB, são, respectivamente, de 3,46 GHz a 3,59 GHz (3,69%) e de

5,13 GHz a 5,22 GHz (1,74%). Assim, atesta-se a operação nas bandas do 5G e do Wi-Fi com alta isolamento, tanto em simulação quanto em resultados medidos.

TABELA I. DIMENSÕES DA ANTENA PROPOSTA.

Param.	Val. (mm)	Param.	Val. (mm)	Param.	Val. (mm)
L	26,50	W	50,20	L_d	70,00
W_d	94,00	L_t	17,95	W_t	3,00
L_f	13,71	W_f	1,00	L_{s1}	6,625
W_s	1,00	L_{s2}	10,60	d_c	1,27
d	2,80	h	1,575	y_0	23,91

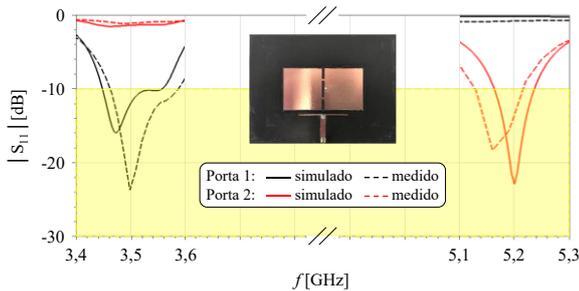


Fig. 9. Resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena de microfita proposta.

A Fig. 10 ilustra os diagramas de irradiação da antena proposta. Nota-se que quando a porta 1 é excitada, tem-se a operação com polarização no plano do campo elétrico (quantificado em relação a disposição da porta 1) ou plano yz para a frequência $f_0 \cong 3,5$ GHz (frequência do 5G). Nessa condição, a antena apresenta ganho na direção de máxima irradiação de 8 dBi (cf. linha preta contínua) para a polarização direta (plano do campo elétrico) e não apresenta irradiação (cf. linha preta tracejada) para a polarização cruzada (plano do campo magnético quantificado em relação a disposição da porta 1). Nota-se que quando a porta 2 é excitada, tem-se a operação com polarização no plano do campo magnético (quantificado em relação a disposição da porta 1) ou plano xz para a frequência $f_0 \cong 5,2$ GHz (frequência do Wi-Fi). Nessa condição, a antena apresenta ganho na direção de máxima irradiação de 11,57 dBi (cf. linha vermelha contínua) para a polarização direta (plano do campo magnético) e não apresenta irradiação (cf. linha vermelha tracejada) para a polarização cruzada (plano do campo elétrico quantificado em relação a disposição da porta 1). Assim, atesta-se, novamente, a operação nas bandas do 5G e do Wi-Fi com alta isolamento, nesse caso de polarização.

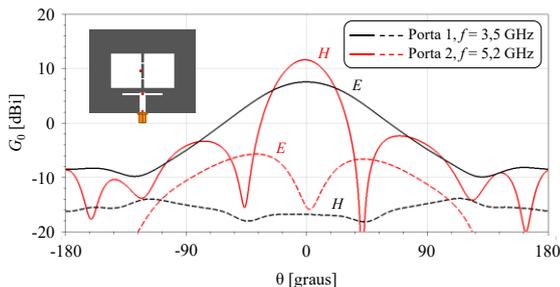


Fig. 10. Diagramas de irradiação da antena de microfita com duas portas.

IV. CONCLUSÕES

Este trabalho teve como objetivo o projeto de uma antena de microfita com duas portas altamente isoladas para aplicações Wi-Fi/5G. Para o desenvolvimento do projeto utilizou-se da sobreposição ortogonal de duas geometrias isoladamente projetadas a partir de técnicas já descritas anteriormente na literatura. Validou-se separadamente o funcionamento de cada uma das geometrias intermediárias e, por fim, o funcionamento do modelo final. A partir de resultados de simulação e medidos, tem-se a operação da antena em duas bandas, do 5G e do Wi-Fi, com alta isolamento. Dessa forma, acredita-se que esse trabalho possui grande contribuição para antenas aplicadas em uso cooperativo de tecnologias muito importantes para o seguimento atual das telecomunicações.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer: o laboratório LabTel e grupo LAIoT da Universidade Federal de Itajubá, CAPES, CNPQ (Projeto 409146/2021-8), FAPESP (Projeto 2020/09889-4), FINEP (Projeto 0527/18) e FAPEMIG (Projeto RoboPatos APQ-02616-22).

REFERÊNCIAS

- [1] X. Liu et al., "A Wideband Triple-Mode Differentially Fed Microstrip Patch Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 7, pp. 1160-1164, July 2021.
- [2] T. Wang, N. Yan, M. Tian, Y. Luo and K. Ma, "A Low-Cost High-Gain Filtering Patch Antenna With Enhanced Frequency Selectivity Based on SISL for 5G Application," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 9, pp. 1772-1776, Sept. 2022.
- [3] K. -L. Wong, J. -Z. Chen and W. -Y. Li, "Four-Port Wideband Annular-Ring Patch Antenna Generating Four Decoupled Waves for 5G Multi-Input-Multi-Output Access Points," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 5, pp. 2946-2951, May 2021.
- [4] M. Ciydem and E. A. Miran, "Dual-Polarization Wideband Sub-6 GHz Suspended Patch Antenna for 5G Base Station," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 7, pp. 1142-1146, July 2020.
- [5] S. Radavaram, S. Naik and M. Pour, "Stably Polarized Wideband Circular Microstrip Antenna Excited in TM₁₂ Mode," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 4, pp. 2370-2375, April 2021.
- [6] G. Dhaundia and K. J. Vinoy, "A High-Gain Wideband Microstrip Patch Antenna With Folded Ground Walls," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 377-381, Feb. 2023.
- [7] L. Chang and H. Liu, "Low-Profile and Miniaturized Dual-Band Microstrip Patch Antenna for 5G Mobile Terminals," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 3, pp. 2328-2333, March 2022.
- [8] R. Joshi et al., "Dual-Band, Dual-Sense Textile Antenna With AMC Backing for Localization Using GPS and WBAN/WLAN," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 89468-89478, 2020.
- [9] T. H. Bui, S. X. Ta, K. K. Nguyen, C. Dao-Ngoc and N. Nguyen-Trong, "Planar High-Isolation Dual-Band Dual-Mode Antenna With Omni-/Unidirectional Radiation," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 99-103, Jan. 2022.
- [10] J. -D. Zhang, L. Zhu, Q. -S. Wu, N. -W. Liu and W. Wu, "A Compact Microstrip-Fed Patch Antenna With Enhanced Bandwidth and Harmonic Suppression," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 12, pp. 5030-5037, Dec. 2016.
- [11] X. Zhang, L. Zhu and Q. -S. Wu, "Sidelobe-Reduced and Gain-Enhanced Square Patch Antennas With Adjustable Beamwidth Under TM₀₃ Mode Operation," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 4, pp. 1704-1713, April 2018.