

Design Antena de Microfita com Alto Ganho Deslocando a Frequência de Ressonância com Pinos em Curto-Circuito para Aplicações no 5G

Renan A. dos Santos, Helton S. Bernardo, Milene R. Almeida e Rafael A. Penchel

Resumo— Este artigo apresenta a aplicação de uma técnica de aumento de ganho em antenas de microfita para uso em redes celulares de quinta geração (5G), operando na faixa de frequência de 3,5 GHz. O método consiste em inserir quatro pinos metálicos de forma simétrica no elemento ressonante de uma antena de microfita quadrada, estabelecendo um curto-circuito com o plano de terra. Esta modificação introduz um efeito indutivo na impedância de entrada que desloca frequência de ressonância 1,86 vezes, aumentando a área efetiva do ressonador. Resultados obtidos por meio de simulações demonstram que as antenas modificadas apresentam uma largura de banda semelhante à de uma antena convencional, porém com um ganho aumentado de 2,47 dB, alcançando um ganho de 10,14 dBi na direção de máxima irradiação.

Palavras-Chave— Antena de Microfita, Aumento de ganho, Redes 5G.

Abstract— This article presents the application of a gain enhancement technique in microstrip antennas for use in fifth-generation (5G) cellular networks operating in the frequency range of 3.5 GHz. The method involves symmetrically inserting four metallic pins into the resonant element of a square microstrip antenna, creating a short-circuit with the ground plane. This modification introduces an inductive effect in the input impedance, shifting the resonant frequency by 1.86 times and increasing the effective area of the resonator. Results obtained through simulations demonstrate that the modified antennas exhibit a bandwidth similar to that of a conventional antenna, but with an increased gain of 2.47 dB, reaching a gain of 10.14 dBi in the direction of maximum radiation.

Keywords— Microstrip Antenna, Gain increase, 5G Networks.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos 20 anos, experimentamos transformações significativas nas comunicações móveis. O que antes era apenas uma telefonia básica evoluiu para um ecossistema complexo de aplicações de dados, abrangendo diversos setores e indústrias. Um exemplo disso é a adoção das redes de comunicação

Renan A. Santos, Faculdade de Engenharia Elétrica, UFU, Patos de Minas-MG, e-mail: renans@ufu.br; Milene R. Almeida, Faculdade de Engenharia Elétrica, UFU, Patos de Minas-MG, e-mail: milene.rodrigues@ufu.br; Helton S. Bernardo, Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista (Unesp), São João da Boa Vista, São Paulo, e-mail: helton.bernardo@unesp.br; Rafael A. Penchel, Helton S. Bernardo, Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista (Unesp), São João da Boa Vista, São Paulo, e-mails: rafael.penchel@unesp.br.

Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) processo 2020/09889-4, em parte pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) processo e 409146/2021-8, em parte pela FINEP processo 0527/18 e em parte pela FAPEMIG (projeto RoboPatos APQ-02616-22).

móvel de quinta geração, mais conhecidas como 5G [1]. Essa tecnologia representa um importante avanço na capacidade de transmissão de dados e na conectividade em tempo real, o que pode ter impactos significativos em áreas como a saúde, a educação e a indústria. O 5G é considerado uma verdadeira revolução no setor de telecomunicações, trazendo consigo uma mudança de paradigmas sem precedentes. A nova tecnologia oferece uma ampla gama de recursos, desde comunicações ultra-rápidas até sistemas autônomos inteligentes, que prometem aprimorar significativamente a velocidade de conexão dos usuários à internet e transformar a dinâmica de vários setores, como indústria, cidades e agricultura, através da implementação de aplicações de Internet das Coisas (IoT, *Internet of Things*) [2]. Dentre os grandes desafios que a implementação do 5G enfrenta está o desenvolvimento de dispositivos que tenham características capazes de atender os requisitos na nova rede. Em se tratando desses dispositivos, as antenas são um elemento que requer atenção especial. Dentro desse conceito, uma característica importante de antena para atender as demandas é o alto ganho. Antenas de alto ganho maximizam a intensidade de sinal que pode chegar aos usuários, compensando as atenuações na propagação, de modo que possibilitam melhor relação sinal-ruído e maiores taxas de transmissão. Existem diversos tipos de antenas com alto ganho, entre os quais pode-se citar antenas de abertura (cornetas e refletoras) [3], lentes dielétricas [4], guia de onda com fendas [5], antenas com superfície seletiva de frequência (FSS, *Frequency Selective Surface*) [6] e arranjos de antenas [7]. Em geral, a principal desvantagem destes modelos são as grandes dimensões físicas e o custo de fabricação. Uma abordagem alternativa é aumento de diretividade das antenas de microfita modificando a área efetiva do elemento irradiador, seja pela operação em modos de alta ordem [8], [9] ou pela inserção de pinos de curto-circuito entre o elemento ressonador e o plano de terra [10], [11]. Em especial, o trabalho de [10] demonstra uma técnica simples e eficiente para aumentar o ganho na direção de máxima irradiação a partir da inserção de quatro pinos de curto-circuito simétricos entre o ressonador e plano terra. Desse modo, é possível obter valores de ganho superiores à 10dBi.

Esse trabalho tem como objetivo principal apresentar uma antena de microfita de alto ganho para operação em redes 5G. Para tal, propõem-se uma metodologia simples e eficiência para explorar a técnica utilizada em [10] e para projetar uma antena de alto ganho e baixo custo de fabricação para operar faixa de 3,5 GHz. Para tal, na Seção II serão demonstrados as

fundamentações teóricas necessárias para o projeto da antena de microfita com pinos em curto, na Seção III são apresentadas as análises numéricas do modelo projetado para 3,5 GHz e na Seção IV as conclusões finais do trabalho.

II. ANTENA DE MICROFITA COM PINOS EM CURTO

A Fig. 1 ilustra as geometrias das antenas de microfita analisadas neste trabalho. Na Fig.1(a) tem-se a representação da antena de uma microfita quadrada convencional com seu circuito equivalente, onde B_1 representa uma susceptância e G_1 condutância; a Fig.1(b) mostra a mesma antena com os pinos de curto-circuito e a vista lateral; e a Fig.1(c) a antena com os pinos de curto-circuito e seu circuito equivalente. É importante destacar que as antenas são formada por um substrato dielétrico com altura h e permissividade dielétrica relativa ϵ_r (na cor cinza) que separa o elemento ressonador como largura W e comprimento L (na cor vermelha) e do plano de terra (na cor preta). Para os modelos das Fig.1(b) e (c) Os quatro pinos metálicos são colocados nas duas diagonais do ressonador e perfuram o substrato dielétrico para criar o curto-circuito com o plano de terra. Além disso, destaca-se que as antenas são alimentadas por uma sonda coaxial e as dimensões do ressonador são determinadas para a operação no modo dominante TM_{10} .

No modo fundamental, a antena de microfita convencional (Fig.1(a)) pode ser analisada como rede de duas fendas irradiantes separadas por um comprimento $L \approx \lambda/2$, em que cada fenda irradiante é representada por uma admitância equivalente em paralelo, $Y_1 = G_1 + jB_1$ (onde B_1 representa uma susceptância e G_1 condutância), calculadas por meio de [3]:

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)], \quad e \quad (1)$$

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{(k_0 h)^2}{24} \right]. \quad (2)$$

para $h/\lambda_0 < 0,1$. k_0 e λ_0 são o número de onda e comprimento de onda no ar, respectivamente. Na frequência de ressonância, a impedância de entrada é puramente real e dada por:

$$Z_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (3)$$

em que G_{12} modela o acoplamento mútuo entre as duas fendas irradiantes. A frequência de ressonância é dada por [3]:

$$(f_r)_{10} = \frac{v_0}{2(L + 2\Delta L) \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (4)$$

onde v_0 é a velocidade da luz no vácuo, $(L + 2\Delta L)$ representa o comprimento elétrico efetivo do ressonador devido ao efeito de franja e ϵ_{eff} a permissividade efetiva.

Na Fig. 1(b) tem-se a antena de microfita quadrada com os pinos de curto-circuito entre o elemento ressonador e o plano de terra. Além de W e L , são representados a distância entre os pinos simétricos d_p e o diâmetros desses elementos metálicos ($2R$). Nesta configuração, a antena pode ser modelada por um circuito equivalente com o paralelo entre duas admitâncias

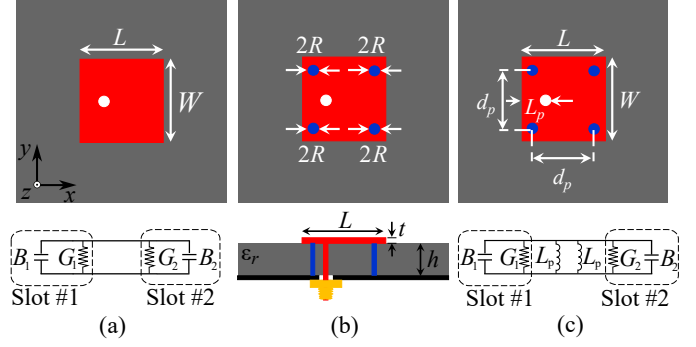


Fig. 1. Geometrias das antenas de microfita com os pinos de curto-circuito e as vias de alimentação (a) Antena convencional com circuito equivalente (b) Vista superior e lateral dos pinos (c) Antena com pinos com circuito equivalente.

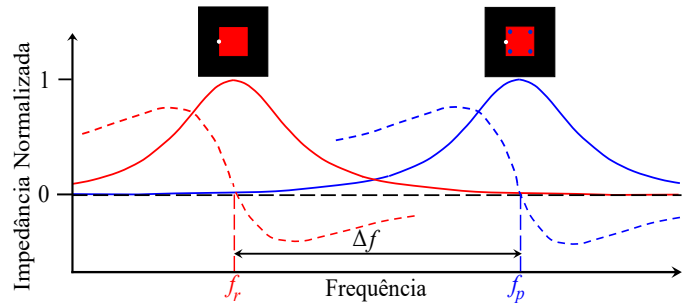


Fig. 2. Ilustração da resposta em frequência (impedâncias real e imaginária) da antena de microfita quadrada sem e com pinos de curto-circuito.

Y (como já ocorre na antena ilustrada na Fig. 1(a)) e duas indutâncias L_p dados por [10]:

$$L_p = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[h \ln \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + R^2}}{R} \right) - \sqrt{h^2 + R^2} + \frac{h}{4} + R \right]. \quad (5)$$

Em que μ_0 é a permeabilidade no espaço livre. O efeito indutivo dos pinos desloca a frequência de ressonância da antena para frequências superiores à f_r , sendo a nova frequência de ressonância denominada f_p . A distância entre as frequências de ressonância com e sem pinos ($\Delta f = f_p - f_r$) é dependente do raio R e da distância d_p entre os pinos [10]. Na Fig. 2 ilustra-se, em forma de representação gráfica ilustrativa, a resposta em frequência da impedância de entrada da antena, em que se pode observar a parte real (nas linhas contínuas) e parte imaginária (nas linhas tracejadas), indicando ressonâncias.

Sabe-se que a relação entre área efetiva (A_e) e diretividade máxima (em escala linear) é [3]:

$$D = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) A_e, \quad (6)$$

e que o comprimento de onda na frequência de ressonância $\lambda(f_p)$ para antena como pinos de curto-circuito é menor do que o modelo sem os pinos $\lambda(f_r)$. Como a área física não foi alterada, a antena com pinos passou a ter maior comprimento elétrico, maior área efetiva, maior diretividade e, conseqüentemente, maior ganho.

III. PROJETO E ANÁLISES NUMÉRICAS

O projeto da antena proposta nesse trabalho teve como ponto de partida o estudo das dimensões (variáveis) apresentadas em [10]. Na antena apresentada neste trabalho foram adotadas as seguintes dimensões do elemento ressonador: $L = W = 63$ mm, a distância entre os pinos foi de $d_p = 37,8$ mm e o raio dos pinos foi de $R = 3,5$ mm. A distância entre a borda e o ponto de alimentação foi definida em $L_p = 18$ mm, enquanto as dimensões do substrato dielétrico foram $L_d = W_d = 170$ mm. Os autores desenvolveram o projeto no substrato dielétrico o Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3,175$ mm. Nessas condições, observa-se que a frequência de ressonância para o modo dominante sem e com a presença dos pinos de curto-circuito ocorrem, respectivamente, em 1,57 GHz e 2,93 GHz. Deste modo, tem-se $f_p/f_r \approx 1,9$. Este deslocamento de 1,9 vezes na frequência de ressonância permite um incremento no ganho na direção de máxima irradiação de 2,8dB para a frequência de melhor casamento de impedâncias (2,93 GHz).

Sabendo que a frequência de ressonância é inversamente proporcional ao comprimento do elemento ressonador (que nesse caso é igual à largura do ressonador) [3], pode-se parametrizar as dimensões da antena em função do valor de L . Dessa forma, é possível escrever as dimensões da antena apresentada em [10] como $W = L$, $L_d = W_d \approx 2,7L$, $L_p \approx 0,286L$, $d_p = 0,6L$ e $R = 0,055L$. Essa parametrização permite que as dimensões da antena sejam ajustadas de acordo com a frequência de operação desejada, podendo encontrar os valores que possibilitem a operação em 3,5 GHz.

Considerando a frequência de operação desejada 3,5 GHz (f_p), a frequência da antena sem os pinos é dado por $f_r = 3,5\text{GHz}/1,9 = 1,84$ GHz. Nesta frequência, as dimensões da antena foram calculadas considerando o substrato dielétrico Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3,175$ mm, obtendo-se $L \approx 53,5$ mm. As demais variáveis assumem os valores $W \approx 53,5$ mm, $L_d \approx 144,45$ mm, $L_p \approx 15,30$ mm, $d_p \approx 32,10$ mm e $R \approx 2,94$ mm. A fim de avaliar a eficácia do método utilizado para o reprojeto da antena proposta na faixa de frequência em torno de 3,5 GHz, realizou-se uma análise numérica utilizando o método dos elementos finitos no módulo HFSS do simulador Ansys Electronics Desktop.

A Fig. 3(a) ilustra a resposta em frequência da impedância de entrada da antena sem os pinos de curto-circuito. Conforme esperado, a ressonância no modo TM_{10} na frequência de 1,84 GHz. A operação nesse modo é observada pela distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico ilustrada na Fig 4(a), em que se tem um nulo no campo ao longo de L e nenhum nulo ao longo de W . Conforme a ilustração do diagrama de irradiação sobreposto no gráfico da impedância (Fig. 3(a)), nesta condição tem-se a antena com irradiação direcional com máximo perpendicular ao ressonador.

Conforme a Fig. 3(b), nota-se, que a antena sem os pinos de curto-circuito possui ressonância no modo TM_{02} na frequência de 3,75 GHz. A operação nesse modo é observada pela distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico ilustrada na Fig 4(b), em que tem-se dois nulos no campo ao longo de W e nenhum nulo ao longo de L . Conforme a ilustração do diagrama de irradiação sobreposto no gráfico da impedância (Fig. 3(b)),

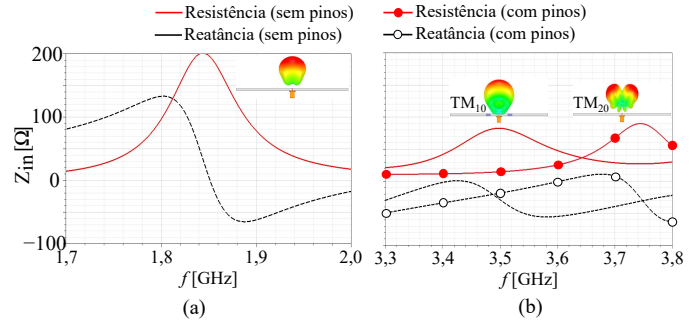


Fig. 3. Ilustração da resposta em frequência (impedâncias real e imaginária) da antena de microfita quadrada sem e com pinos de curto-circuito. (a) Modo TM_{10} para antena sem pinos de curto-circuito na frequência de 1,84 GHz. (b) Modo TM_{02} para antena sem pinos de curto-circuito na frequência de 3,75 GHz e modo TM_{10} para antena com pinos de curto-circuito na frequência de 3,5 GHz.

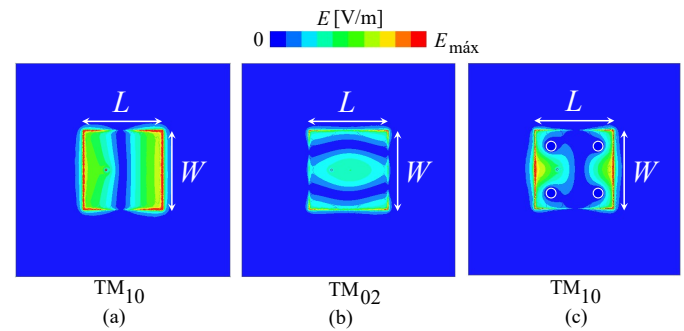


Fig. 4. Distribuição de campo elétrico no substrato das antenas: (a) Modo TM_{10} para antena sem pinos de curto-circuito na frequência de 1,84 GHz (b) Modo TM_{02} para antena sem pinos de curto-circuito na frequência de 3,75 GHz (c) Modo TM_{10} para antena com pinos de curto-circuito na frequência de 3,5 GHz.

nessa condição tem-se a antena com irradiação dividida em dois lóbulos, com nulo na direção perpendicular ao ressonador. Os comportamentos descritos para o modo TM_{02} estão de acordo com o previsto em teoria.

Conforme a Fig. 3(c), nota-se, que a antena com os pinos de curto-circuito possui ressonância no modo TM_{10} na frequência de 3,5 GHz. A operação nesse modo é observada pela distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico ilustrada na Fig 4(c), em que tem-se um nulo no campo ao longo de L e nenhum nulo ao longo de W . Conforme a ilustração do diagrama de irradiação sobreposto no gráfico da impedância Fig. 3(b)), nessa condição tem-se a antena com irradiação direcional com máximo perpendicular ao ressonador, entretanto, já pode-se observar que a irradiação é mais diretiva que a da antena para configuração da Fig. 3(a)). Todavia, para se ter uma visão mais quantitativa do aumento da diretividade a seguir serão apresentadas maiores informações.

Tendo validado o deslocamento da frequência de ressonância, analisou-se numericamente o coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$) (para quantificar a largura de banda, BW) e o diagrama de irradiação de diretividade. O módulo do $|S_{11}|$ apresentado na curva em azul com círculos da Fig. 5 mostra que antena reprojeta opera de 3,35 GHz a 3,50 GHz (para $|S_{11}| \leq -10\text{dB}$). Assim, a banda da antena está deslocada para frequências inferiores ao desejado, uma vez que espera-se que ter a banda

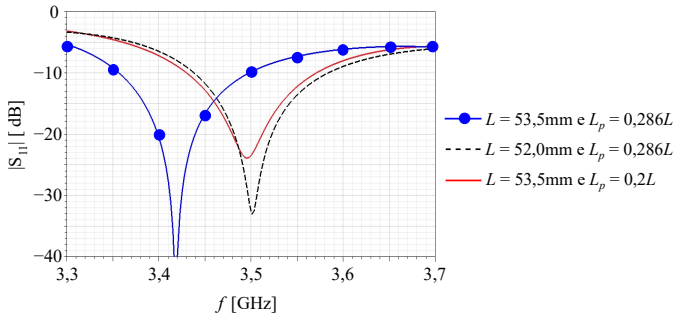


Fig. 5. Resposta em frequência do coeficiente de reflexão para antena com pinos de curto-circuito reprojeta.

no entorno de 3,5 GHz. Por esse motivo, foram propostas duas modificações para ajustar a operação da antena que consistem basicamente em: redução do valor de L e modificação do ponto de inserção da sonda coaxial de alimentação da antena.

A primeira modificação analisada consistiu em manter as relações de projeto estipuladas e reduzir o comprimento L . Assim, todas as variáveis fossem alteradas mantendo a proporcionalidade com L . Para $L = 52$ mm (com $W = L = 52$ mm, $L_d = W_d \approx 140,4$ mm, $L_p \approx 14,87$ mm, $d_p = 31,2$ mm e $R = 2,86$ mm) observa-se que o comportamento modificou-se para a curva em preto pontilhado da Fig. 5. Assim, a antena passou a operar de 3,44 GHz a 3,58 GHz, resultando em uma resposta dentro da desejada. A segunda modificação analisada consistiu em manter os valores de todas as variáveis da antena e modificar apenas a posição da alimentação. Após análises numéricas obteve-se o valor de $L_p \approx 0,2L \approx 10,7$ mm com um valor que leva a operação estar dentro do desejado. Isso é observado na vermelha contínua da Fig. 5, em que a antena passou a operar de 3,43 GHz a 3,57 GHz.

Após o estudo da banda de operação para os dois modelos reprojeta, analisou-se o diagrama de irradiação de diretividade, comparando com o observado na antena operando no modo fundamental. Observa-se na Fig. 6(a) que antena operando no modo TM_{10} sem pinos de curto-circuito possui diretividade $D \approx 7,95$ dB na frequência de 1,84 GHz, com diagrama sem lóbulos laterais (ou tão pequenos que podem ser considerados desprezíveis). Tal valor é considerado típico para as antenas de microfita quadradas [3]. Para a primeira proposta de modificação da antena reprojeta, observa-se na Fig. 6(a) que a diretividade $D \approx 10,40$ dB na frequência de 3,5 GHz, com relação entre lóbulo principal e laterais (SLL, *Side Lobe Level*) $SLL > -10$ dB. Para a segunda antena reprojeta, observa-se na Fig.6(b) que a diretividade $D \approx 10,20$ dB na frequência de 3,5 GHz e $SLL > -11$ dB. As antenas modificadas apresentaram incremento na diretividade de 2,45 dB e 2,25 dB, respectivamente.

Para uma comparação mais clara dos modelos propostos para a antena reprojeta, comparou-se os resultados obtidos com a simulação de uma antena de microfita quadrada convencional, projetada para operar no modo TM_{10} na frequência de 3,5 GHz. Para tal, determinou-se as dimensões dessa antena utilizando o substrato dielétrico Rogers 5880, com $\epsilon_r = 2,2$ $h = 3,175$ mm, chegando aos valores $L = W = 26,3$ mm, $L_d = W_d \approx 71$ mm ($L_d = W_d \approx 2,7L$) e $L_p \approx 9,20$

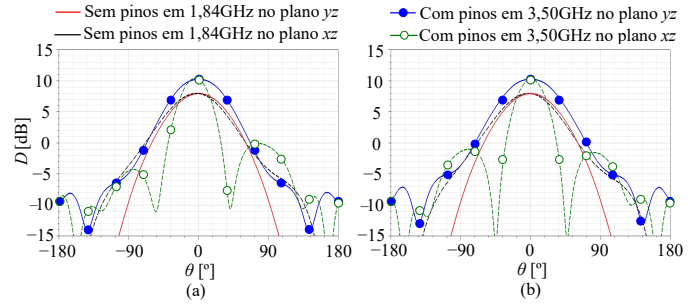


Fig. 6. Diagrama de irradiação de diretividade. (a) A antena com $L = 52,0$ mm e $L_p = 0,286L$; (b) A antena com $L = 53,5$ mm e $L_p = 0,2L$.

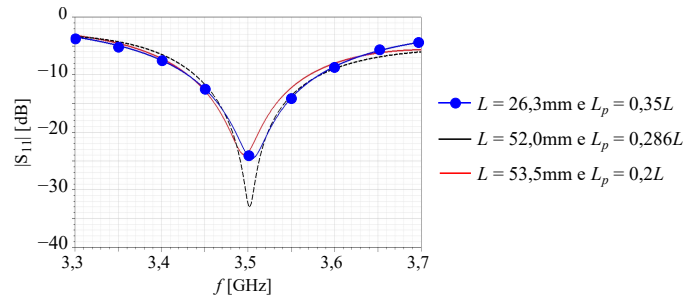


Fig. 7. Comparação da resposta em frequência do coeficiente de reflexão dos modelos com pino de curto-circuito reprojeta com uma antena de microfita quadrada convencional operando com frequência central de 3,5 GHz.

TABELA I

COMPARAÇÃO ENTRE OS MODELOS CONVENCIONAL E REPROJETADO*

Modelo	f_p/f_r	f_{100}	D	G_0	A_e	BW	SLL
conv.	1,0	1,842	7,95	7,83	$0,240\lambda_0^2$	4,28	$-\infty$
mod.	1,9	3,500	10,40	10,30	$0,422\lambda_0^2$	4,00	-10

As medidas estão: f_{10} [GHz], D [dB], G_0 [dBi], A_e [m²], BW [%] e SLL [dB].
*Dos modelos que demonstraram melhor desempenho.

mm ($L_p \approx 0,35L$).

Conforme a Fig. 7, pode-se observar primeiramente que os modelos propostos para a antena reprojeta apresentam largura de banda similar a antena de microfita quadrada convencional operando no modo TM_{10} . Para tais condições, a antena convencional apresenta largura de banda percentual $BW \approx 4,28\%$ (de 3,43 GHz a 3,58 GHz para $|S_{11}| \leq -10$ dB) enquanto o primeiro e o segundo modelo propostos possuem $BW \approx 4\%$.

Conforme a Fig. 8, pode-se notar que a antena convencional apresentou um ganho $G_0 \approx 7,83$ dBi, enquanto os modelos propostos para a antena reprojeta, respectivamente, $G_0 \approx 10,3$ dBi e $G_0 \approx 10,1$ dBi. Portanto, os modelos propostos para a antena reprojeta resultaram em um aumento de 2,47 dB e 2,27 dB no valor do ganho na frequência de 3,5 GHz, atestando a eficácia da técnica proposta. Em síntese, pode-se resumir o trabalho relacionando-se os desempenhos antes e após a modificação com os curto-circuitos pela Tabela I, a qual traz uma comparação entre os respectivos modelos: convencional e reprojeta (que apresentou melhor performance).

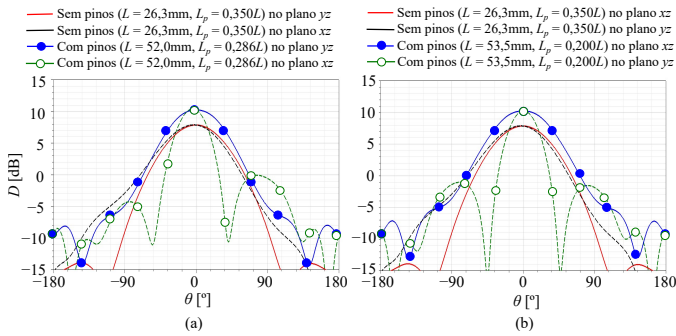


Fig. 8. Diagrama de irradiação de diretividade. (a) Comparação da antena operando no modo TM_{10} com pinos de curto-circuito com $L = 52,0$ mm e $L_p = 0,286L$ na frequência de 3,5 GHz e a antena quadrada convencional com $L = 26,3$ mm e $L_p = 0,35L$ na frequência de 3,5 GHz. (b) Comparação da antena operando no modo TM_{10} com pinos de curto-circuito com $L = 53,5$ mm e $L_p = 0,2L$ na frequência de 3,5 GHz e a antena quadrada convencional com $L = 26,3$ mm e $L_p = 0,35L$ na frequência de 3,5 GHz.

IV. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta a aplicação de uma técnica de aumento de ganho em antenas de microfita para uso em redes celulares de quinta geração (5G), operando na faixa de frequência de 3,5 GHz. A abordagem proposta consiste em inserir quatro pinos metálicos de forma simétrica no elemento ressonante de uma antena de microfita quadrada, estabelecendo um curto-circuito com o plano de terra. Os resultados obtidos por meio de simulações demonstram que as antenas modificadas apresentam uma largura de banda semelhante à de uma antena convencional, porém com um ganho aumentado de 2,47 dB, alcançando um ganho de 10,14 dBi na direção de máxima irradiação.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Henry, A. Alshaily, and E. S. Sousa, “5G is real: Evaluating the compliance of the 3GPP 5G new radio system with the ITU IMT-2020 requirements,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 42 828–42 840, 2020.
- [2] S. Wijethilaka and M. Liyanage, “Survey on network slicing for internet of things realization in 5G networks,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 23, no. 2, pp. 957–994, 2021.
- [3] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2016.
- [4] T. A. H. Bressner, M. N. Johansson, A. B. Smolders, and U. Johannsen, “High-gain lens-horn antennas for energy-efficient 5G millimeter-wave communication infrastructure,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 5, pp. 3183–3194, 2022.
- [5] E. C. V. Boas, M. A. S. Ferrero, A. Nasri, R. Mittra, and A. C. Sodr , “31 dBi-gain slotted waveguide antenna array using wing-based reflectors,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 57 327–57 338, 2022.
- [6] H. A. Mohamed, M. Edries, M. A. Abdelghany, and A. A. Ibrahim, “Millimeter-wave antenna with gain improvement utilizing reflection FSS for 5G networks,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 73 601–73 609, 2022.
- [7] J. Ran, C. Jin, P. Zhang, W. Wang, and Y. Wu, “High-gain and low-loss dual-polarized antenna array with reduced sidelobe level based on gap waveguide at 28 GHz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 5, pp. 1022–1026, 2022.
- [8] X. Zhang, L. Zhu, and Q.-S. Wu, “Sidelobe-reduced and gain-enhanced square patch antennas with adjustable beamwidth under TM_{03} mode operation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 4, pp. 1704–1713, 2018.
- [9] J. Wen, D. Xie, and L. Zhu, “Bandwidth-enhanced high-gain microstrip patch antenna under TM_{30} and TM_{50} dual-mode resonances,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 10, pp. 1976–1980, 2019.
- [10] X. Zhang and L. Zhu, “Gain-enhanced patch antennas with loading of shorting pins,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3310–3318, 2016.

- [11] —, “Gain-enhanced patch antenna without enlarged size via loading of slot and shorting pins,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 11, pp. 5702–5709, 2017.