

Arranjo de Antenas operando em Modo ENZ para Aplicações em Ondas Milimétricas

Felipe L. S. S. Forza, Evandro C. Vilas Boas, Felipe A. P. de Figueiredo e Rausley A. A. de Souza

Resumo— Este trabalho propõe o projeto de um arranjo de alto ganho com elemento em guia de onda integrado ao substrato (SIW, *substrate integrated waveguide*), operando em modo ENZ (*epsilon-near-zero*) para a faixa de frequências de ondas milimétricas. O elemento apresenta independência geométrica longitudinal em relação à frequência de operação do modo ENZ. Esse elemento é utilizado para o desenvolvimento de um arranjo planar 4×4 com excitação independente, visando aplicações MIMO. Os resultados numéricos demonstram uma banda de operação de 1,09 GHz, ganho máximo de 21 dBi e nível de lóbulos laterais superior a 9,21 dB nos planos de campo elétrico e campo magnético.

Palavras-Chave— 5/6G, antenas, ENZ, ondas milimétricas, SIW.

Abstract— This work proposes the design of a high-gain array with a substrate-integrated waveguide (SIW) element operating in epsilon-near-zero (ENZ) mode for the millimeter-wave frequency band. The element exhibits longitudinal geometric independence relative to the ENZ mode operating frequency. This element, targeting MIMO applications, develops a planar 4×4 array with independent excitation. Numerical results demonstrate an operating bandwidth of 1.09 GHz, a maximum gain of 21 dBi, and a side lobe level greater than 9.21 dB in both electric and magnetic field planes.

Keywords— 5/6G, antennas, ENZ, millimeter wave, SIW.

I. INTRODUÇÃO

O avanço no desenvolvimento dos sistemas de comunicação sem fio, como as redes de telefonia móvel de quinta geração (5G) e sexta geração (6G), tem impulsionado o uso das faixas de frequência em ondas milimétricas (mmWave), que se mostram promissoras para aplicações que demandam alta capacidade e baixa latência [1], [2]. Essas faixas, compreendidas tipicamente entre 24 GHz e 100 GHz, oferecem ampla largura de banda, permitindo taxas de transmissão muito superiores àquelas obtidas em faixas sub-6 GHz. No entanto, a operação nessa região espectral impõe diversos desafios, incluindo a atenuação severa do sinal devido à absorção atmosférica e

às perdas por difração, além de exigências rigorosas quanto ao desempenho das antenas utilizadas nesses sistemas [3], [4]. Nesse contexto, torna-se necessário desenvolver soluções capazes de mitigar tais limitações, atendendo aos requisitos dos modernos sistemas de comunicação sem fio para prover serviços e aplicações aos usuários finais. Arranjos de antenas de alto ganho tornaram-se elementos fundamentais para compensar a atenuação introduzida pelo canal em mmWave, estendendo o alcance do enlace e, em alguns casos, permitindo o controle da diretividade e do direcionamento do diagrama de irradiação [1], [4]–[7]. Contudo, alcançar esses objetivos com estruturas compactas, eficientes e integráveis requer inovações em termos de topologia no projeto de irradiadores.

Materiais com parâmetros constitutivos próximos de zero, particularmente o épsilon próximo de zero (ENZ, *epsilon-near-zero*), surgem como alternativas viáveis para a implementação de antenas com desempenho adequado para operação em mmWave [8], [9]. Meios ENZ caracterizam-se pela propagação de campos eletromagnéticos com comprimento de onda efetivamente infinito, o que viabiliza uma distribuição espacial uniforme de fase e amplitude em cavidades ressonantes, independentemente de sua geometria [10]. Esse comportamento permite desacoplar a relação convencional entre comprimento de onda e frequência no projeto de antenas, considerando a independência da frequência de operação sob variações geométricas em uma ou duas dimensões [2], [8], [9]. Ambas as abordagens demonstraram ser possíveis para a obtenção de ganhos elevados, sendo promissoras para aplicações em arranjos compactos operando em mmWave.

A independência geométrica unidimensional em relação à frequência de operação da antena apresenta como principais vantagens a simplicidade construtiva e a previsibilidade do comportamento ressonante. Ao se explorarem cavidades retangulares operando próximas à frequência de corte para o modo fundamental, é possível obter frequências de operação independentes do comprimento longitudinal da estrutura, favorecendo a implementação de antenas compactas com diretividade configurável por meio de ajustes geométricos unidimensionais [11], [12]. Essas topologias têm demonstrado bom desempenho em aplicações que exigem flexibilidade mecânica ou tolerância a deformações, sendo também viáveis para integração em plataformas por meio da abordagem em guia de onda integrado ao substrato (SIW, *substrate integrated waveguide*) [13].

Diante desse cenário, este trabalho propõe explorar o conceito de meios ENZ para o projeto de arranjos de antenas operando em mmWave. O arranjo apresenta elementos do tipo SIW excitados de forma independente, com base na

Felipe L. S. S. Forza, Evandro C. Vilas Boas, Felipe A. P. de Figueiredo e Rausley A. A. de Souza estão com *Wireless and Artificial Intelligence Lab* (WAI Lab) e com o Laboratório Radio & Communication (RadioCom Lab), Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil, e-mail: felipe.lorenzo@get.inatel.br, {evandro.cesar, felipe.figueiredo, rausley}@inatel.br. Este trabalho foi parcialmente apoiado pelo CNPq (302085/2025-4, and 306199/2025-4), pelos projetos XGM-AFCCT-2024-2-5-1, XGM-FCRH-2024-2-1-1 e XGM-AFCCT-2024-9-1-1, no âmbito do xGMobile - Centro de Competência EMBRAPAII-Inatel em Redes 5G e 6G, com recursos financeiros do PPI IoT/Manufatura 4.0 do MCTI (052/2023), firmado com a EMBRAPAII, pela RNP, com recursos do MCTIC, no projeto Brasil 6G do Centro de Referência em Radiocomunicações do Inatel com recursos do MCTI e RNP (1245.010604/2020-14), e pela FAPEMIG (PPE-00124-23, APQ-04523-23, APQ-05305-23 e APQ-03162-24).

abordagem apresentada em [8], como forma de atender a aplicações avançadas em arranjos com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*). Nesse contexto, o uso de arranjos com alimentação desacoplada oferece a possibilidade de síntese adaptativa de feixes, diversidade espacial e aumento da capacidade espectral, mantendo a alta eficiência e compacidade do sistema [7]. Assim, este trabalho apresenta como principais contribuições o projeto de uma antena elementar baseada em cavidade SIW com comportamento ENZ e a associação desse elemento em um arranjo planar 4×4 . O elemento do tipo SIW opera de forma estável em torno de 26,5 GHz, cuja frequência de ressonância se mantém invariante mesmo diante de alterações longitudinais na estrutura.

O artigo está organizado da seguinte maneira. Na Seção II, apresentam-se os fundamentos para o projeto da antena elementar. A análise do desempenho eletromagnético, em termos de modos de operação, ganho e diagrama de irradiação, tanto da antena elementar quanto do arranjo planar, é discutida na Seção III. Por fim, na Seção IV, apresentam-se as principais conclusões do trabalho.

II. PRINCÍPIO DE PROJETO DA ANTENA ENZ

A antena proposta é baseada em uma cavidade do tipo SIW, operando na frequência de corte de seu modo fundamental transversal, o que caracteriza uma resposta eletromagnética do tipo ENZ. Essa propriedade possibilita a obtenção de uma distribuição espacial uniforme de fase e amplitude, característica essencial para antenas compactas e com diagramas de irradiação controláveis [8]. A operação em modo ENZ é obtida ao se sintonizar a largura efetiva do guia de onda de forma que a frequência de corte f_0 coincida com a frequência de operação desejada, neste caso, 26,50 GHz. A frequência de corte é dada por:

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}W_{\text{eff}}}, \quad (1)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo, ε_r é a permissividade relativa do substrato, e W_{eff} é a largura efetiva da cavidade SIW, considerando o efeito dos pinos metálicos de curto. Para operação em $f = f_0$, a cavidade emula um meio ENZ com distribuição de campo elétrico quase constante ao longo de seu comprimento, correspondendo à excitação do modo transversal magnético de corte (TM_{120}). Os campos elétricos nas aberturas permanecem em fase e a orientação comum dos vetores normais resulta na excitação de uma corrente magnética efetiva coerente, promovendo a formação de um diagrama de irradiação transversal ao plano da antena [8].

A estrutura SIW é uma aproximação planar de um guia de onda retangular convencional, composta por vias metálicas curtas que atravessam o substrato entre duas camadas condutoras. Em sua forma mais simples, o modo de propagação dominante nesse tipo de guia é o modo transversal elétrico TE_{10} , cuja permissividade efetiva depende da frequência de operação f e das dimensões do SIW, expressa como:

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \varepsilon_r - \frac{c^2}{4W_{\text{eff}}^2 f^2}, \quad (2)$$

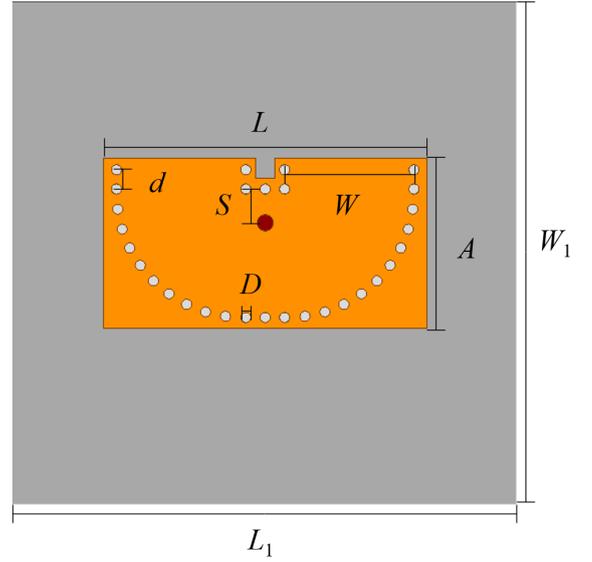


Fig. 1. Vista superior da antena ENZ com cavidade curva implementada em tecnologia SIW. As variáveis geométricas estão indicadas: L (comprimento do condutor), W (largura da cavidade), A (largura do condutor), D (diâmetro dos pinos metálicos), d (distância entre vias), L_1 e W_1 (dimensões do plano de terra).

TABELA I
PARÂMETROS GEOMÉTRICOS E DIMENSÕES FINAIS DA ANTENA ENZ.

| Parâmetro | Dimensões [mm] | Parâmetro | Dimensões [mm] |
|-----------|----------------|-----------|----------------|
| W | 4,00 | d | 0,60 |
| A | 5,30 | S | 1,05 |
| L | 10,00 | W_1 | 15,66 |
| D | 0,32 | L_1 | 15,66 |

em que W_{eff} é dada por:

$$W_{\text{eff}} = W - \frac{D^2}{0,95P}, \quad (3)$$

sendo W o espaçamento entre as colunas de vias, D o diâmetro das vias e d o passo entre as mesmas. A frequência de corte f_0 do guia é determinada por:

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}W_{\text{eff}}}. \quad (4)$$

Aplicando (4) em (2), obtém-se:

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \varepsilon_r \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2} \right). \quad (5)$$

Em (5), observa-se que a estrutura SIW comporta-se como um meio com permissividade efetiva dependente da frequência de operação. Para frequências $f > f_0$, a onda é propagante, e o meio se comporta como um dielétrico comum, com $\varepsilon_{\text{eff}} > 0$. Para $f < f_0$, a onda torna-se evanescente, indicando $\varepsilon_{\text{eff}} < 0$. A situação de interesse ocorre em $f \approx f_0$, ponto em que $\varepsilon_{\text{eff}} \approx 0$. Nessa condição, o comprimento de onda efetivo tende ao infinito, o que implica ausência de variação de fase ao longo da direção de propagação. O campo elétrico torna-se espacialmente uniforme dentro da cavidade, resultando em uma característica típica de materiais ENZ [8].

III. ARRANJO PLANAR SIW OPERANDO EM MODO ENZ

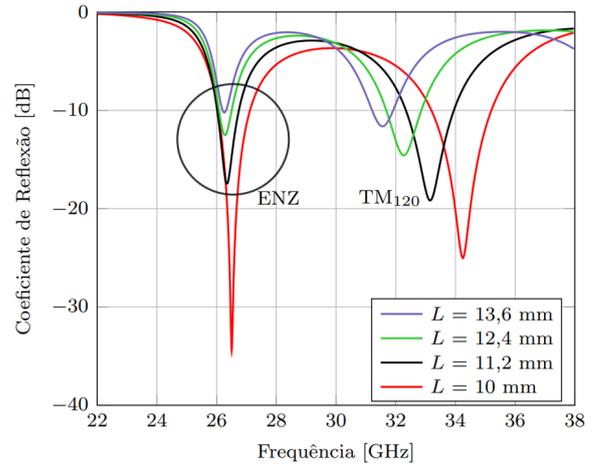
Nesta seção, descreve-se o desenvolvimento da antena operando em modo ENZ, mostrada na Figura 1, a qual é utilizada como elemento fundamental na composição do arranjo planar 4×4 . Apresenta-se o modelo geométrico da antena elementar, cujas dimensões estão listadas na Tabela I, com destaque para as características construtivas da tecnologia SIW. Em seguida, discutem-se os fundamentos físicos associados à excitação dos modos ENZ e TM, incluindo a análise da resposta em frequência para diferentes geometrias da cavidade. Por fim, apresentam-se os principais resultados eletromagnéticos do elemento irradiante, como coeficiente de reflexão, ganho e diagrama de irradiação nos planos de campo elétrico (E) e campo magnético (H), evidenciando o desempenho da estrutura.

A. Antena elementar

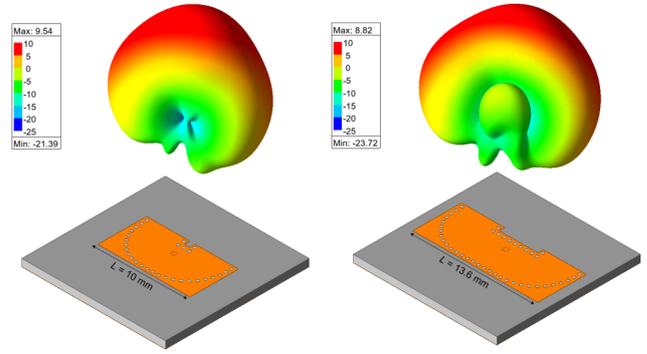
Os materiais utilizados na construção da antena foram selecionados de modo a garantir boas propriedades eletromagnéticas e compatibilidade com a fabricação em tecnologia planar. Os planos condutores superior e inferior são compostos por cobre, devido à sua alta condutividade elétrica ($\sigma \approx 5,8 \times 10^7$ S/m), favorecendo baixas perdas ôhmicas. As vias metálicas utilizadas para formar as paredes laterais da cavidade SIW são implementadas em alumínio. O substrato utilizado é o RT/duroid[®] 5880, da Rogers Corporation, cuja constante dielétrica é $\epsilon_r = 2,2$ e a tangente de perdas dielétricas é $\tan \delta \approx 0,0009$, conforme especificado no *datasheet* para a frequência de 10 GHz, sendo a espessura definida como 0,787 mm. A estrutura é composta por vias metálicas que formam as bordas laterais da cavidade. A alimentação é realizada por sonda coaxial no ponto S , correspondendo a um deslocamento em relação ao ponto central.

Avaliou-se a antena em termos de desempenho eletromagnético utilizando a ferramenta de análise ANSYS HFSS[®]. Na Figura 2(a), apresentam-se as curvas do coeficiente de reflexão (S_{11}) para a antena elementar, considerando variações no comprimento L da cavidade. Para $L = 10$ mm, a antena elementar apresentou banda de operação igual a 1,07 GHz (de 26,04 GHz a 27,11 GHz) e ganho máximo de 9,54 dBi para a frequência de 26,50 GHz. A variação do parâmetro L permite manipular o ganho máximo ofertado pela estrutura, enquanto a frequência de ressonância da antena se mantém constante devido à independência geométrica obtida pela operação em modo ENZ. Na Figura 2(b), exemplifica-se esse conceito por meio do diagrama de irradiação da estrutura para $L = 10$ mm e $L = 13,6$ mm. Para $L = 10$ mm, a estrutura apresenta maior diretividade, com ganho máximo igual a 9,54 dBi. Já para $L = 13,6$ mm, o ganho na direção de máxima irradiação é reduzido em aproximadamente 0,72 dB, enquanto a irradiação nas direções dos lóbulos secundários é ampliada.

Em relação aos pontos de ressonância mostrados na Figura 2(a), observa-se que aquele próximo a 26,50 GHz corresponde ao modo ENZ, que permanece praticamente inalterado sob variações de L entre 10 mm e 13,6 mm, demonstrando a independência geométrica da estrutura em relação à sua frequência de operação, conforme discutido anteriormente. Por outro lado, o segundo ponto de ressonância corresponde ao



(a)



(b)

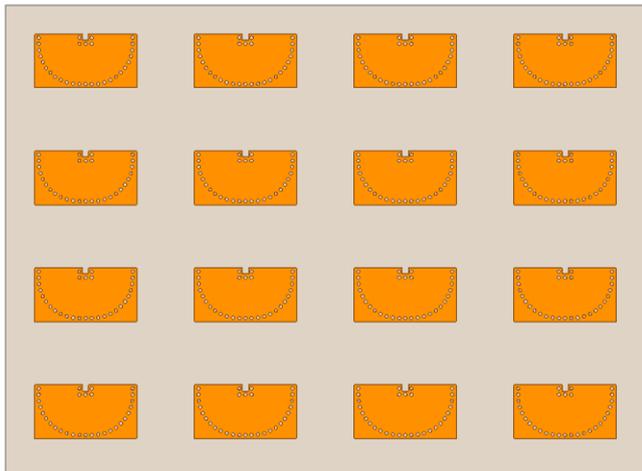
Fig. 2. (a) Curvas simuladas de coeficientes de reflexão para a antena elementar, considerando variações do comprimento L e (b) diagramas de irradiação tridimensionais, em 26,50 GHz, para variações no comprimento L da cavidade.

modo TM_{120} , que se desloca significativamente para frequências mais altas à medida que L é reduzido. Esse comportamento é característico de modos ressonantes convencionais, cuja frequência de operação está fortemente atrelada às dimensões físicas da cavidade.

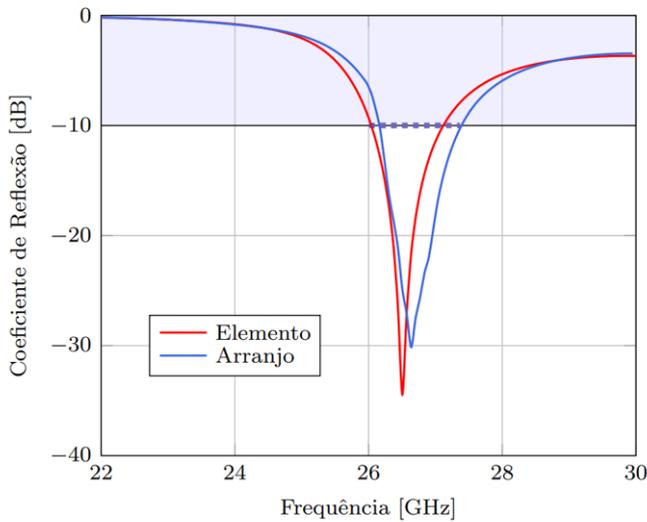
B. Arranjo ENZ

A antena elementar, com dimensões finais apresentadas na Tabela I, foi utilizada na formação de um arranjo planar 4×4 , preservando a excitação independente entre os elementos, conforme ilustrado na Figura 3(a). Essa abordagem visa explorar técnicas MIMO em mmWave, sendo particularmente adequada para aplicações em redes 5G e 6G, nas quais diversidade espacial, *beamforming* e multiplexação espacial são cruciais para o aumento da capacidade do canal e da robustez da comunicação. A independência da alimentação entre os elementos permite que o arranjo seja operado tanto de maneira conjunta quanto seletiva, favorecendo esquemas de varredura angular eletrônica e alocação dinâmica de feixes [14].

Na Figura 3(b), apresenta-se um comparativo entre as curvas de S_{11} do elemento e de uma das portas do arranjo final, evidenciando uma banda de operação de 1,09 GHz (de 26,30 GHz



(a)

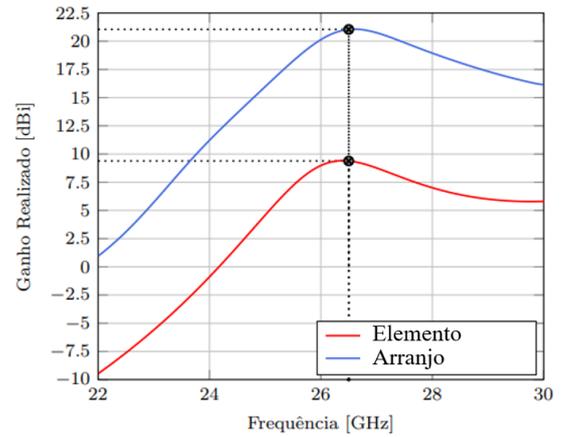


(b)

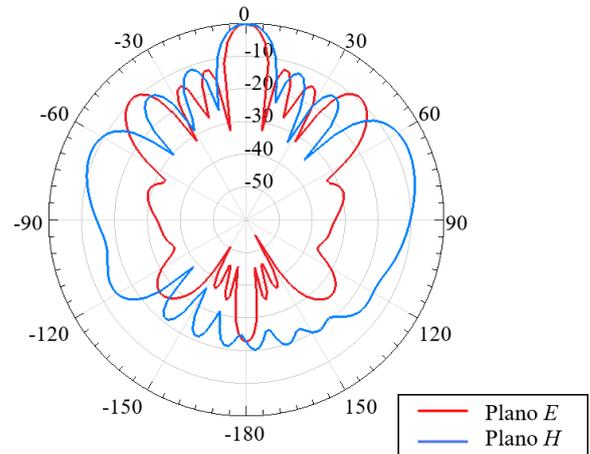
Fig. 3. (a) Visualização superior do arranjo de antenas 4×4 e (b) curvas de coeficiente de reflexão simulado, em dB, para o elemento e para uma das portas do arranjo.

a 27,39 GHz), com ressonância em torno de 26,77 GHz. Nota-se um pequeno deslocamento na frequência de operação do arranjo em relação à resposta em frequência do elemento, atribuído à interação entre elementos adjacentes e às variações na impedância efetiva do conjunto [15]. Na Figura 4(a), comparam-se os valores de ganho máximo em função da frequência para o elemento e para o arranjo. Considerando o ganho do elemento (9,54 dBi) e aplicando a teoria de arranjos de antenas, espera-se que o arranjo final apresente um ganho próximo de 21,58 dBi, sendo o valor obtido de 21 dBi condizente com o esperado. A associação dos elementos em um arranjo planar 4×4 resultou na redução das aberturas de feixe nos planos E e H , além de lóbulos secundários com níveis inferiores a $-9,21$ dBi, conforme observado na Figura 4(b).

Na Tabela II, compara-se o desempenho do arranjo proposto com outros arranjos de alto ganho disponíveis na literatura, incluindo arranjos impressos baseados em SIW e operando



(a)



(b)

Fig. 4. (a) Curvas de ganho em função da frequência, em dBi, para o elemento e o arranjo e (b) diagrama de irradiação no plano E e plano H para a frequência de 26,77 GHz.

no modo ENZ [16], arranjos em guias de onda fendidos (SWAA, *slotted waveguide antenna array*) baseados em meios ENZ [2], [9], [17], SWAAs que empregam mecanismos de aumento de ganho, como refletores e ranhuras metálicas [4], [5], [18], e arranjos de antenas impressas [20]–[22]. Avaliam-se os arranjos em termos de tecnologia, banda de operação fracionária (FBW, *fractional bandwidth*), ganho máximo, SLL (*side lobe level*), banda de operação em que o ganho máximo cai para valores menores que 3 dB (FBW em 3 dB) e eficiência de abertura ($\varepsilon_{ap} = A_e/A_p$, em que A_e é a área efetiva do arranjo e A_p é a abertura física). Os resultados numéricos indicam que o arranjo proposto apresenta FBW superior ou próxima aos valores reportados para antenas que operam no modo ENZ ou utilizam meios ENZ no projeto de estruturas fendidas, incluindo o parâmetro de FBW em 3 dB. Em relação aos demais arranjos, o valor de FBW está entre os mais elevados. O SLL é superior ao observado para os SWAAs que empregam refletores ou ranhuras metálicas, enquanto próximo ao reportado por alguns trabalhos. Em termos de eficiência de abertura, o arranjo alcançou 44,74%, posicionando-se entre as tecnologias convencionais.

TABELA II
COMPARAÇÃO ENTRE ARRANJOS DE ANTENAS BASEADOS EM ENZ E OUTROS ARRANJOS DE ALTO GANHO.

| Referência | Tecnologia | FBW[%] | Ganho [dBi] | SLL [dB] | FBW em 3 dB [%] | ϵ_{ap} [%] |
|---------------|-----------------------------------|--------|-------------|----------|-----------------|---------------------|
| Este trabalho | Arranjo impresso (SIW + Modo ENZ) | 4,06 | 21,00 | > 9,21 | 4,06 | 44,74 |
| [16] | Arranjo impresso (SIW + Modo ENZ) | 4,09 | 11,00 | - | 4,09 | 77,00 |
| [2] | SWAA (meio ENZ) | 1,10 | 21,80 | > 20 | 1,10 | 92,10 |
| [9] | SWAA (meio ENZ) | 2,39 | 22,12 | > 14,67 | 2,39 | 49,88 |
| [17] | SWAA (meio EMNZ) | 0,10 | 14,01 | > 22,01 | 0,10 | 90,80 |
| [4] | SWAA + refletores (27 fendas) | 6,44 | 30,00 | > 8,48 | 6,44 | 54,00 |
| [4] | SWAA + refletores (41 fendas) | 9,86 | 31,13 | > 8,77 | 9,86 | 37,80 |
| [5] | SWAA + ranhuras | 3,41 | 27,70 | > 11 | 3,41 | 20,00 |
| [18] | SWAA + refletores | - | 29,40 | > 12 | - | - |
| [19] | Arranjo impresso | 1,68 | 27,30 | > 15 | - | 59,00 |
| [20] | Arranjo impresso | 10,32 | 18,70 | > 15 | - | - |
| [21] | Arranjo impresso | - | 24,30 | > 10 | - | 40,00 |
| [22] | Arranjo impresso | 10,90 | 21,64 | - | - | 34,00 |

IV. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o projeto de um arranjo de antenas operando em modo ENZ para aplicações em mmWave. Inicialmente, propôs-se um elemento baseado em SIW para operar próximo à frequência de corte do guia retangular, originando um modo ENZ e garantindo independência geométrica em relação ao comprimento L da dimensão do SIW. Na sequência, projetou-se um arranjo 4×4 , cujos resultados numéricos indicaram uma FBW de 4,06%, com ressonância em 26,77 GHz, ganho máximo de 21 dBi, níveis de lóbulos laterais superiores a 9,21 dB e eficiência de abertura igual a 44,74%. Os resultados foram comparados a arranjos de alto ganho, demonstrando desempenho próximo ou superior ao de algumas tecnologias, em termos de FBW e SLL. Trabalhos futuros compreendem a validação experimental da antena, e os aspectos práticos de fabricação e análise de acoplamento entre os elementos do arranjo.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Ribeiro, E. C. V. Boas, F. Figueiredo, and J. Mejía-Salazar, "Photonics-based all-dielectric horn antenna for millimeter waves in 5G and 6G applications," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 124, no. 4, 2024.
- [2] Y. Zhang, H. Li, Y. Zhao, and Y. Li, "2-D epsilon-near-zero (ENZ) feeding network for high-gain millimeter-wave slot antenna array using bulk silicon MEMS technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 72, no. 4, pp. 3055–3062, 2024.
- [3] E. C. V. Boas, J. D. e Silva, F. A. de Figueiredo, L. L. Mendes, and R. A. de Souza, "Artificial intelligence for channel estimation in multicarrier systems for B5G/6G communications: A survey," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2022, no. 1, p. 116, 2022.
- [4] E. C. V. Boas, M. A. Ferrero, A. Nasri, R. Mittra, and A. C. Sodré, "31 dBi-gain slotted waveguide antenna array using wing-based reflectors," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 57 327–57 338, 2022.
- [5] E. C. V. Boas, R. Mittra, and A. C. Sodre, "A low-profile high-gain slotted waveguide antenna array with grooved structures," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, no. 12, pp. 2107–2111, 2020.
- [6] E. C. V. Boas, A. A. C. Alves, J. A. J. Ribeiro, and A. Cerqueira S Jr, "A novel dielectric slab antenna based on microstrip-franklin excitation for mm-waves," *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 19, no. 2, pp. 203–213, 2020.
- [7] E. C. V. Boas, H. R. D. Filgueiras, I. Feliciano da Costa, J. A. J. Ribeiro, and A. C. Sodre Jr, "Dual-band switched-beam antenna array for MIMO systems," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 14, no. 1, pp. 82–87, 2020.
- [8] Z. Zhou and Y. Li, "Effective epsilon-near-zero (ENZ) antenna based on transverse cutoff mode," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 4, pp. 2289–2297, 2019.
- [9] E. C. V. Boas and F. A. P. Figueiredo, "High-gain cavity-backed slot antenna array based on ENZ medium for millimeter waves," in *2024 IEEE 1st Latin American Conference on Antennas and Propagation (LACAP)*, 2024, pp. 1–2.
- [10] H. Li, Z. Zhou, Y. He, W. Sun, Y. Li, I. Liberal, and N. Engheta, "Geometry-independent antenna based on epsilon-near-zero medium," *Nat. Commun.*, vol. 13, no. 1, p. 3568, 2022.
- [11] Z. Zhou and Y. Li, "A photonic-doping-inspired siw antenna with length-invariant operating frequency," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 7, pp. 5151–5160, 2020.
- [12] A. Jafargholi, R. Fleury, M. H. Mazaheri, and J. Tayebpour, "Enabling wide bandwidth in substrate-integrated waveguide slot antennas by using low-index metamaterials," *Phys. Rev. Appl.*, vol. 21, no. 1, p. 014017, 2024.
- [13] Z. Hu, C. Chen, Z. Zhou, and Y. Li, "An epsilon-near-zero-inspired PDMS substrate antenna with deformation-insensitive operating frequency," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 1591–1595, 2020.
- [14] Y. Liu, X. Wang, Z. Chen, and Y. Li, "Low-profile epsilon-near-zero (ENZ) cavity antenna array for wide-angle beam scanning," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, July 2024.
- [15] H. Li, Z. Zhou, Y. Zhao, and Y. Li, "Low-loss beam synthesizing network based on epsilon-near-zero (ENZ) medium for on-chip antenna array," *Chip*, vol. 2, p. 100049, 2023.
- [16] Z. Liu, Y. Zhang, W. Sun, and Y. Li, "Low-profile epsilon-near-zero (ENZ) cavity antenna array for wide-angle beam scanning," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 23, no. 7, pp. 2115–2119, 2024.
- [17] J. Li, L. Zhao, and H. Wu, "A novel highly directional antenna array based on epsilon-mu-near-zero (EMNZ) with air-gap structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 73, no. 4, pp. 2357–2368, 2025.
- [18] K. Anim, H. A. Diawuo, and Y.-B. Jung, "Compact slotted waveguide antenna array using staircase model of tapered dielectric-inset guide for shipboard marine radar," *Sensors*, vol. 21, no. 14, p. 4745, 2021.
- [19] E. B. Lima, S. A. Matos, J. R. Costa, C. A. Fernandes, and N. J. G. Fonseca, "Circular polarization wide-angle beam steering at Ka-Band by in-plane translation of a plate lens antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 12, pp. 5443–5455, 2015.
- [20] C. Mao, M. Khalily, P. Xiao, L. Zhang, and R. Tafazolli, "High-gain phased array antenna with endfire radiation for 26 GHz wide-beam-scanning applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 5, pp. 3015–3020, 2021.
- [21] P.-Y. Feng, S.-W. Qu, X.-H. Chen, and S. Yang, "Low-profile high-gain and wide-angle beam scanning phased transmitarray antennas," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 34 276–34 285, 2020.
- [22] Y. Liu, A. Zhang, Z. Xu, S. Xia, and H. Shi, "Wideband and low-profile transmitarray antenna using transmissive metasurface," *J. Appl. Phys.*, vol. 125, no. 4, p. 045103, 2019.