

Análise via MoM-RWG de um Arranjo de Dipolos 2×2 com Plano de Terra Finito no Campo Próximo a 28 GHz

Marcio Felix de Souza Miranda¹ e Karlo Queiroz da Costa¹

¹Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica, Universidade Federal do Pará – UFPA, Belém-PA, Brasil
E-mails: marcio.miranda@itec.ufpa.br; karlo@ufpa.br

Resumo— Este artigo apresenta a modelagem numérica de um arranjo planar 2×2 de dipolos de microfita com plano de terra finito a 28 GHz, resolvida por uma implementação própria do Método dos Momentos com funções de base Rao-Wilton-Glisson (MoM-RWG). A formulação incorpora a impedância superficial do cobre, o tratamento analítico da singularidade da função de Green e o casamento de fase esférico para focalização na região de Fresnel, demanda central das redes 6G. Os resultados indicam impedância de $61,9 - j3,2 \Omega$, perda de retorno de $-19,01$ dB, banda de $3066,7$ MHz (10,95%), diretividade de $12,22$ dBi, ganho de $12,20$ dBi e eficiência de 99,46%.

Palavras-Chave— 6G, Beamfocusing, Campo Próximo, Método dos Momentos-RWG, Plano de Terra.

I. INTRODUÇÃO

A transição para as redes de sexta geração (6G) prevê o uso massivo de arranjos de antenas em ondas milimétricas a 28 GHz, onde a tecnologia *Massive MIMO* oferece expressivos ganhos de eficiência espectral e energética [1]. Com arranjos de abertura extremamente grande (ELAA), os usuários passam a operar no campo próximo radiativo, exigindo o *near-field beamfocusing* em substituição ao *beamsteering* clássico [2]. Trabalhos anteriores abordaram a focalização em arranjos lineares [6]; este artigo estende o esforço a arranjos planares com plano de terra finito, estrutura indispensável para 6G.

Para a análise rigorosa dessas estruturas, o MoM converte a equação integral do campo elétrico (EFIE) em um sistema linear, extraindo as correntes com funções RWG [4], [5]. A contribuição aqui é reconhecidamente incremental e de caráter metodológico: reside na implementação própria, em MATLAB, de uma ferramenta MoM-RWG dedicada ao arranjo planar 2×2 de dipolos de microfita a 28 GHz, contemplando plano de terra finito, discretização dual, extração analítica de singularidade, perdas ôhmicas por impedância superficial e focalização em campo próximo por compensação esférica de fase. O código próprio permite compreender e controlar diretamente cada etapa da formulação numérica — malha, montagem da matriz de impedância, excitação e pós-processamento —, o que não é acessível em softwares comerciais fechados. Comparações com essas ferramentas e com resultados publicados são reconhecidas como etapas necessárias e serão feitas em trabalhos futuros.

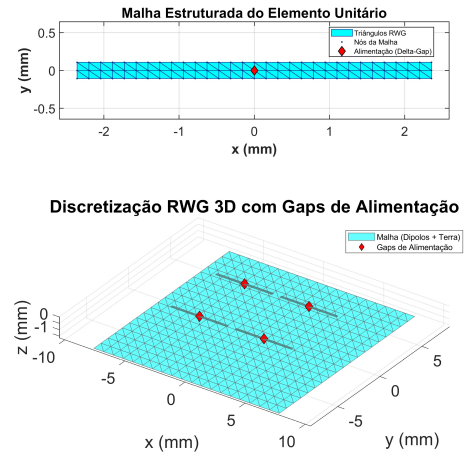


Fig. 1

(A) MALHA DO DIPOLO UNITÁRIO; (B) DISCRETIZAÇÃO RWG DUAL.

II. MODELAGEM ELETROMAGNÉTICA

A. Geometria, Discretização e Funções RWG

O arranjo 2×2 possui quatro dipolos de microfita com comprimento $L = 0,440\lambda = 4,714$ mm e largura $W = 0,02\lambda = 0,214$ mm, espaçados de $d_x = d_y = 0,5\lambda = 5,357$ mm para mitigar lóbulos de grade [3]. O plano de terra finito em cobre ocupa $15,43 \times 16,07$ mm², excedendo em pelo menos $\lambda/4$ a borda do arranjo, e situa-se em $z = -h = -1,65$ mm ($\approx \lambda/6,5$). As ondas direta e refletida apresentam desfasamento $\Delta\phi = \pi + 4\pi h/\lambda$ [3]; o valor $h \approx 0,154\lambda$ produz interferência predominantemente construtiva, otimizando o ganho.

A superfície é discretizada por malha estruturada (Fig. 1). Cada dipolo usa grade 31×3 nós (180 triângulos e 220 funções RWG) e o plano de terra 20×20 nós (722 triângulos), totalizando 1442 triângulos e $N = 1820$ funções RWG [4]. Os vetores RWG foram orientados pela coordenada x dos centróides, assegurando polarização longitudinal da corrente e continuidade geométrica.

B. EFIE, Singularidade e Perdas Ôhmicas

A interação eletromagnética utiliza a EFIE e a função de Green $G_0(R) = e^{-jk_0 R}/(4\pi R)$. Por Galerkin, os elementos

da matriz de impedância combinam as contribuições dos potenciais vetorial e escalar [4], [5]:

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu_0 L_m L_n}{4} \sum_{p,q \in \{+, -\}} \hat{\rho}_m^p \cdot \hat{\rho}_n^q G_{mn}^{pq} + \frac{L_m L_n}{j\omega\epsilon_0} \sum_{p,q \in \{+, -\}} s_p s_q G_{mn}^{pq}, \quad (1)$$

onde m e n designam, respectivamente, as funções de teste e de base RWG associadas às arestas internas de mesmo índice, de comprimentos L_m e L_n ; $\omega = 2\pi f_0$ é a frequência angular; μ_0 e ϵ_0 são as constantes do vácuo. Os sobrescritos $p, q \in \{+, -\}$ identificam os triângulos T^+ e T^- que compartilham cada aresta, com sinais $s_+ = +1$ e $s_- = -1$ decorrentes da divergência superficial da função RWG (densidade de carga). Os vetores $\hat{\rho}_m^p$ ligam o vértice oposto à aresta m ao ponto de observação em T^p (com sinal invertido em T^-), avaliados nos centróides, e G_{mn}^{pq} é a interação de Green entre T^p (teste) e T^q (base). O primeiro somatório representa o potencial vetorial (efeito indutivo das correntes) e o segundo o potencial escalar (efeito capacitivo das cargas).

Para termos quase-singulares ($R \rightarrow 0$), a singularidade é extraída via raio equivalente $r_{eq} = \sqrt{A/\pi}$, com A a área do triângulo [4]:

$$G_{sing}(A, k) = \frac{1 - jk\sqrt{A/\pi}}{4\pi\sqrt{A/\pi}}, \quad (2)$$

com limiar $d_{sing} = 0,3\bar{a}$, sendo $\bar{a}$ a aresta média. O cobre ($\sigma_c = 5,8 \times 10^7$ S/m) é modelado pela impedância superficial (para $\delta_s \ll$ espessura da trilha) [4]:

$$Z_s = \frac{1 + j}{\sigma_c \delta_s}, \quad \delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f_0 \mu_0 \sigma_c}}, \quad (3)$$

resultando em $Z_s \approx 0,044 + j0,044 \Omega$ a 28 GHz. As perdas ôhmicas são somadas à diagonal de $[Z]$ [4]:

$$Z_{mm}^{ohm} = Z_s \frac{L_m^2}{4} \left(\frac{\|\rho_m^+\|^2}{A_m^+} + \frac{\|\rho_m^-\|^2}{A_m^-} \right), \quad (4)$$

sendo $A_m^\pm$ as áreas dos triângulos $T^\pm$ da aresta m .

C. Excitação Delta-Gap e Controle de Fase Espacial

Cada dipolo é alimentado por um Delta-Gap central, com $V_{em} = s_m e^{j\psi_e} L_m$, onde $s_m \in \{-1, +1\}$ define o sentido e ψ_e a fase de focalização. Para o *near-field beamfocusing* do 6G, implementou-se o casamento de fase esférico [6]. A distância de Rayleigh é $d_R = 2D_{array}^2/\lambda = 10,7$ mm [2]. Para focalizar em $P_u = (0, 0, 4L_y) = (0, 0, 21,4$ mm) (região de Fresnel), compensam-se as diferenças de caminho esférico, $\psi_{mn} = k_0 \Delta R_{mn}$, colapsando construtivamente a energia no volume focal e atualizando $k_0(f)$ na banda.

III. RESULTADOS E DISCUSSÃO

A. Impedância de Entrada e Perda de Retorno

A impedância calculada foi $Z_{in} = 61,9 - j3,2 \Omega$, confirmando ressonância a 28 GHz com reativo reduzido para $L = 0,44\lambda$. A curva $S_{11}(f)$ (Fig. 2) exhibe $-19,01$ dB e banda de 3066,7 MHz (10,95%), e a eficiência de radiação alcançou $\eta = 99,46\%$, atestando mínimas perdas no cobre sem dielétrico.

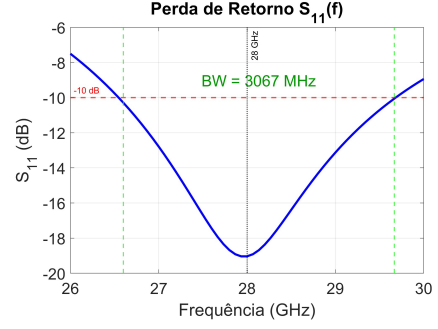


Fig. 2

PERDA DE RETORNO $S_{11}(f)$: $-19,01$ dB A 28 GHz.

B. Corrente Superficial e Efeitos do Terra Finito

A corrente exibe padrão senoidal, coerente com dipolos ressonantes; no terra ($z = -h$), $|\mathbf{J}_s|$ concentra-se sob o arranjo e decai em direção às bordas (Fig. 3).

O plano de terra de $15,43 \times 16,07$ mm² é eletricamente pequeno ($\approx 1,44\lambda \times 1,50\lambda$) e não pode ser tratado como refletor infinito. A corrente que atinge as bordas não encontra continuidade e é parcialmente difratada, gerando fontes secundárias de borda cujos efeitos são intrinsecamente capturados pelo MoM, sem modelos assintóticos adicionais. Qualitativamente, destacam-se quatro consequências. (i) *Campo próximo*: as ondas difratadas superpõem-se aos campos direto e refletido, introduzindo ondulações no perfil de $|\mathbf{E}|$, leve assimetria e deslocamento do volume focal em relação a P_u , além de elevar o campo na região posterior ($z < -h$), degradando a relação frente-costas. (ii) *Correntes superficiais*: há acúmulo de corrente junto às arestas do terra, associado à condição de borda, sobreposto ao decaimento suave esperado num plano infinito. (iii) *Acoplamento e impedância mútua*: ondas de superfície e de borda criam um mecanismo adicional de acoplamento indireto, dependente da posição do elemento, de modo que os dipolos mais próximos das bordas tendem a apresentar impedância ativa distinta, tornando o arranjo eletricamente não uniforme. (iv) *Reflexão e desempenho*: a reatância acrescentada pelas contribuições de borda desloca ligeiramente a ressonância e altera o nível de S_{11} e a largura de banda, podendo elevar levemente lóbulos secundários e radiação traseira, com impacto marginal na diretividade. Esses efeitos são consistentes com os resultados obtidos e justificam modelar o terra finito explicitamente.

A diretividade foi 12,22 dBi e o ganho 12,20 dBi. O diagrama 3D (Fig. 4) apresenta feixe principal nítido e lóbulos secundários mitigados pelo espaçamento de $0,5\lambda$.

C. Beamfocusing no Campo Próximo

Na região de Fresnel ($P_{u,z} \approx 2d_R$), a Fig. 5 evidencia a eficácia do foco. O corte lateral ($y = 0$) mostra a curvatura esférica da frente de onda concentrando a energia máxima na distância do usuário, comportamento inatingível via *beamsteering* convencional [2].

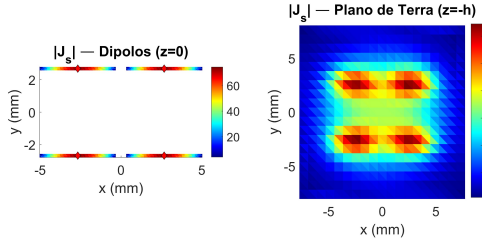


Fig. 3

$|J_s|$ NOS DIPOLOS ($z = 0$) E NO PLANO DE TERRA ($z = -h$).

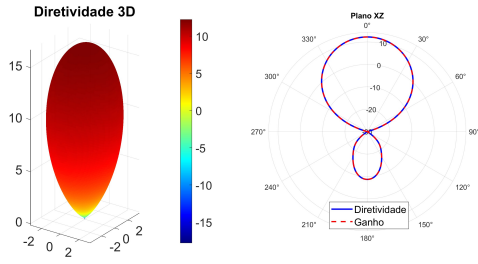


Fig. 4

DIRETIVIDADE 3D (ESQ.) E CORTE XZ COM GANHO (DIR.).

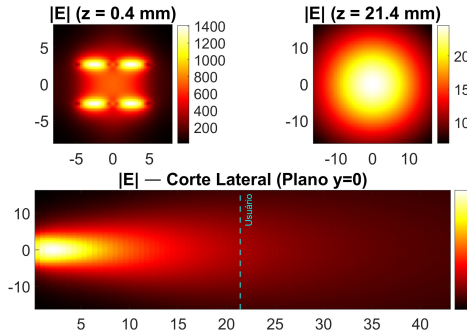


Fig. 5

$|E|$ NO CAMPO DE FRESNEL: PLANO DO USUÁRIO E CORTE LATERAL.

D. Convergência e Custo Computacional

A qualidade da solução no MoM exige que a malha RWG capture adequadamente as variações espaciais da corrente, demandando maior refinamento em regiões críticas, como o *gap* de alimentação e as bordas do plano de terra. A discretização adotada ($N = 1820$ funções de base) respeita rigorosamente o critério de subcomprimento de onda nessas regiões, produzindo resultados numericamente estáveis e fisicamente consistentes.

O custo computacional do simulador é governado pela ordem N . A montagem da matriz de impedância exige $\mathcal{O}(N^2)$ operações, com uma constante de processamento elevada devido às integrações numéricas e à extração analítica das quase-singularidades. Por ser densa e complexa, a matriz demanda armazenamento de ordem $\mathcal{O}(N^2)$, e sua inversão

direta por fatoração custa $\mathcal{O}(N^3)$ — etapa executada em poucos segundos em um computador pessoal para a ordem atual. Como o refinamento geométrico eleva N quadraticamente, os requisitos de memória e tempo crescem de forma acelerada, o que exigirá a futura implementação de métodos rápidos e solucionadores iterativos para viabilizar a simulação de arranjos massivos (ELAA).

IV. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a formulação completa do MoM-RWG com plano de terra finito — malha estruturada dual, extração analítica de singularidade, impedância superficial do cobre e casamento de fase esférico — num arranjo 2×2 a 28 GHz. Os resultados ($S_{11} = -19,01$ dB, BW = 10,95%, ganho = 12,20 dBi, $\eta = 99,46\%$) demonstram consistência física e efetivo confinamento do feixe na região de Fresnel, fornecendo o elemento radiante de alta eficiência que os cenários de *Massive MIMO* em mmWave demandam [1].

Visando o amadurecimento contínuo do simulador, estabelecem-se como trabalhos futuros: (i) um estudo paramétrico formal de convergência da malha, monitorando Z_{in} , S_{11} e a diretividade; (ii) a otimização computacional para suportar ELAA; e (iii) a validação cruzada do código frente a softwares comerciais consolidados (e.g., CST e Ansys HFSS, baseados em FIT/FEM), confrontando diretamente as métricas de espalhamento, eficiência de radiação e distribuição tridimensional do campo próximo.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Pró-Reitoria de Pesquisa e Pós-Graduação (PROPEP) da Universidade Federal do Pará (UFPA) pelo apoio financeiro por meio do Programa Iniciação Científica.

REFERÊNCIAS

- [1] E. Björnson, J. Hoydis e L. Sanguinetti, “Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency,” *Foundations and Trends in Signal Processing*, vol. 11, n. 3–4, pp. 154–655, 2017.
- [2] H. Zhang *et al.*, “6G Wireless Communications: From Far-Field Beamsteering to Near-Field Beamfocusing,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 61, n. 5, pp. 1–3, 2023.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken: Wiley, 2005.
- [4] W. C. Gibson, *The Method of Moments in Electromagnetics*, 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2015.
- [5] J.-M. Jin, *Theory and Computation of Electromagnetic Fields*, 2nd ed. Hoboken: Wiley, 2015.
- [6] W. C. da Silva *et al.*, “Análise Paramétrica de um Arranjo Linear com Direcionamento de Feixe no Campo Próximo,” in *Proc. SBt 2024*, Belém, 2024.