

Modelagem do Campo Próximo em ELAAs com Ênfase na Distância de Björnson

Rafael Augusto Pedriali, Bruno Henrique Konno e Taufik Abrão

Resumo— Os sistemas de comunicação sem fio tradicionalmente operam no campo distante; contudo, o aumento no tamanho dos arranjos de antenas tem ampliado a atuação dos receptores no campo próximo radiativo. Porém, o comportamento do feixe no campo próximo em ELAAs apresenta diferenças ainda pouco exploradas. Tais análises foram inicialmente introduzidas de forma analítica por Emil Björnson, com base nas equações de ondas eletromagnéticas, e neste trabalho são validadas por meio de simulações computacionais, incluindo modelos de perda de percurso e desvanecimento estatísticos.

Palavras-Chave— Distância de Björnson, Campo Próximo, MIMO, ELAAs.

I. INTRODUÇÃO

A transição tecnológica do 5G para o 6G surge como uma resposta direta às demandas por maiores taxas de dados e latências reduzidas. Nesse contexto, as próximas gerações de rede almejam elevar as velocidades de transmissão, minimizar os tempos de resposta e expandir consideravelmente a capacidade de atendimento a uma alta densidade de usuários simultâneos. As metas são planejadas para alcançar taxas de dados de pico da ordem de até 1 Tbps e latências reduzidas à escala de microssegundos, características para lidar com o crescimento exponencial do tráfego de dados móveis e requisitos complexos de aplicações emergentes.

Espera-se que entre os anos de 2027 e 2030 as redes 5G estejam plenamente operacionais e preparadas para implementação das redes 6G. Com isso, novos desafios são introduzidos, como o aumento substancial da capacidade do sistema, maiores taxas de transferência, latências extremamente reduzidas, maior segurança dos dados e conectividade ampliada. Consequentemente, espera-se que haja melhorias significativas na Qualidade de Serviço (QoS) em relação às tecnologias atualmente empregadas no 5G. Mas para alcançar esses objetivos, tecnologias inovadoras devem ser integradas ao novo padrão de comunicação. Dentre essas tecnologias destacam-se as redes ópticas sem fio, a integração de detecção e comunicação, a transmissão simultânea de dados e energia sem fio, e o uso intensivo de inteligência artificial (IA) e aprendizado de máquina (ML) para otimizar e automatizar operações de rede complexas e dinâmicas [1].

Um avanço significativo nessa evolução tecnológica é a implantação de sistemas massivos de múltiplas entradas e

múltiplas saídas (M-MIMO) e arranjos de abertura extremamente grande (Extremely Large Aperture Arrays - ELAAs), equipados com centenas ou mesmo milhares de antenas. Inseridas no contexto das redes 6G, essas tecnologias têm como característica central o uso de submatrizes para melhoria da resolução espacial e mitigação eficaz do desvanecimento do sinal, ampliando significativamente a capacidade das redes e permitindo o atendimento simultâneo de um grande número de usuários em áreas altamente densificadas. [2]. Diferentemente da multiplexação espacial tradicional, esses sistemas são capazes de ajustar dinamicamente os padrões de radiação, otimizando a transmissão e recepção em tempo real. Tal capacidade eleva a eficiência espectral, amplia a área de cobertura e melhora significativamente a QoS em ambientes de alta concentração de usuários, tais como estádios, eventos e reuniões públicas, resultando em uma experiência enriquecida para os usuários finais.

Paralelamente a esses avanços, o domínio das comunicações sem fio passa por uma transformação conceitual quanto à operação tradicional das antenas. Essa mudança é impulsionada principalmente pela introdução de grandes arranjos físicos de antenas e também pela emergente tecnologia de superfícies inteligentes reconfiguráveis, que são capazes de manipular ondas eletromagnéticas de maneira precisa para otimizar o desempenho da recepção do sinal. Com essas tecnologias, novas possibilidades de operação surgem no campo próximo, região caracterizada por distâncias de propagação suficientemente curtas para gerar variações perceptíveis em amplitude e fase ao longo da abertura da antena receptora, trazendo implicações técnicas e práticas importantes para o desenvolvimento dos sistemas de comunicação sem fio.

Nesse contexto, Emil Björnson explora os fundamentos teóricos e as implicações práticas da formação de feixes no campo próximo especialmente para aplicações em sistemas ELAAs, revisitando métricas convencionais, como a distância de Fraunhofer, e introduzindo novas abordagens para avaliar a formação do foco no campo próximo reativo. Destaca-se também a proposta da distância de Björnson como uma região ótima dentro do campo próximo, ideal para focalização e melhoria do desempenho de sistemas sem fio [3].

Este artigo está estruturado da seguinte forma: na Seção II, são apresentadas as formulações do sistema MIMO com base nas equações das ondas eletromagnéticas, incluindo a delimitação dos padrões de radiação, a classificação das regiões e distâncias. A Seção III trata das formulações determinísticas e estatísticas de canal, empregadas nas simulações. Na Seção IV, são apresentados os resultados, com a geração do modelo baseado em ondas eletromagnéticas e sua comparação com os

Rafael A. Pedriali, Bruno H. Konno e Taufik Abrão estão no Laboratório de Telecomunicações e Processamento Digital de Sinais do Departamento de Engenharia Elétrica (DEEL), Universidade Estadual de Londrina (UEL), Londrina-PR, Brasil, (e-mail: rafaug.p@gmail.com; bruno-konno7@gmail.com; taufik@uel.br); Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fundação Araucária, CAPES código 88887.847039/2023-00 e CNPq código 310681/2019-7.

modelos simulados. Por fim, a Seção V conclui este trabalho.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Um sistema de comunicação sem fio MIMO emprega múltiplas antenas transmissoras e receptoras para otimizar o desempenho do enlace sem fio. Este sistema possibilita a transmissão simultânea de múltiplos fluxos de dados em um mesmo canal, aumentando o rendimento sem a necessidade de expandir a largura de banda ou aumentar a potência transmitida. Adicionalmente, com a criação de múltiplos caminhos de propagação independentes entre transmissor e receptor, melhora a qualidade do sinal, proporcionando um enlace de comunicação mais robusto e confiável.

A eficiência espectral nos sistemas M-MIMO cresce com o incremento do número de antenas. Neste contexto, prevê-se futuramente a implementação prática de arranjos com centenas ou até milhares de antenas, sendo as ELAAs um caso particular de sistemas MIMO proporções de abertura extremamente grandes e considerada uma perspectiva para as futuras redes 6G. Os projetos de arranjos podem estar distribuídas espacialmente por diferentes formas, e operando de maneira coordenada e coerente para atender múltiplos usuários simultaneamente. Com as ELAAs tem-se um aumento quantitativo de elementos irradiantes proporcionando mudanças nas propriedades eletromagnéticas das ondas propagadas, uma vez que o campo próximo desses arranjos cresce proporcionalmente ao número de antenas empregadas.

É importante destacar que a resolução espacial proporcionada por um arranjo de antenas depende tanto do número total de antenas, quanto das dimensões físicas do arranjo. Consequentemente, é vantajoso distribuir as antenas em uma área maior, mesmo que isso implique um espaçamento entre elementos superior ao tradicional ($\lambda/2$), onde λ corresponde ao comprimento de onda da portadora. Esta abordagem possibilita a implementação prática de arranjos de grande abertura espacial com um número relativamente reduzido de antenas, viabilizando as propriedades apontadas por Björnson em [3] relacionadas ao campo próximo em ELAAs com situações reais.

A. Campo Próximo vs. Campo Distante

Os campos de radiação eletromagnética podem ser divididos em duas regiões, o campo próximo e o campo distante.

Contudo, devido as propriedades das ondas eletromagnéticas, o campo próximo é subdividido em duas outras regiões, reativa e radiativa. O campo próximo reativo corresponde à região imediatamente adjacente à antena, limitada na região de Fresnel. Nesta região, a energia do campo eletromagnético oscila e exibe armazenamento predominantemente de energia ao invés de ser radiada diretamente pelo transmissor. Além disso, os campos elétrico e magnético permanecem perpendiculares entre si, implicando em predominância de ondas evanescentes.

Por sua vez, o campo próximo radiativo inicia-se na região de Fresnel e se estende-se até a distância de Rayleigh. Esta região é conhecida por apresentar amplitude aproximadamente constante, mas com variações na fase proporcionando padrões de radiação esféricos. Nesta região, embora o padrão de irradiação seja dependente da distância em relação à antena

e apresente uma frente de onda esférica, ele possui características transitórias tanto para o comportamento reativo próximo à antena, quanto para o comportamento típico do campo distante.

O campo distante é caracterizado pela presença de ondas eletromagnéticas cuja frente de onda pode ser aproximada por ondas planas uniformes. Nesta região, as ondas incidentes chegam às antenas receptoras com diferença de fase desprezível entre elementos adjacentes, e o padrão de irradiação é praticamente independente da distância [4].

B. Equações do campo eletromagnético

Nos sistemas de comunicações sem fio compostos por ELAAs é conveniente compreender o comportamento do campo elétrico as duas regiões. A seguir, descrevemos as equações dos modelos analíticos para o campo elétrico no campo próximo e no campo distante

Na região do campo próximo, diversos efeitos eletromagnéticos relevantes para comunicações sem fio tornam-se consideráveis e não podem ser negligenciados. Entre esses efeitos destacam-se aqueles relacionados à polarização da onda eletromagnética e à distribuição espacial da energia irradiada. Para modelar o comportamento do sinal nessa região, pode-se utilizar a teoria do vetor de Poynting, cuja magnitude está diretamente relacionada à intensidade do campo elétrico. Neste contexto, adota-se uma expressão para o campo elétrico derivada da aplicação da função de Green vetorial associada a uma antena transmissora com polarização no eixo Y e localizada no ponto $(x, y, 0)$, sendo o campo avaliado em um ponto (x, y, z) no espaço, representada por [5, Eq. 1.31].

$$E(x, y, z) = \frac{E_0}{\sqrt{4\pi}} \frac{\sqrt{z(x^2 + y^2 + z^2)} \exp\left(\frac{-j 2\pi \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}{\lambda}\right)}{(x^2 + y^2 + z^2)^{5/4}}, \quad (1)$$

onde E_0 é a intensidade da amplitude de referência da onda emitida. Esta equação é genérica e válida para todas as distâncias a partir da estação base (*base station* - BS), onde há variação significativa tanto na amplitude quanto na fase do campo sobre a superfície da antena receptora.

Para a região do campo distante, o campo elétrico assume a forma de uma onda quase plana, e pode ser aproximado pela expansão de Taylor da Equação (1), resultando na chamada aproximação de Fresnel, isto é, $(\sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \approx z + \frac{x^2 + y^2}{2z})$. Desta forma, o campo elétrico na região do campo distante é aproximado por [3]:

$$E_{\text{far}}(x, y, z) \approx \frac{E_0}{\sqrt{4\pi z}} \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \left[z + \frac{x^2}{2z} + \frac{y^2}{2z}\right]\right). \quad (2)$$

Essa expressão evidencia que, no regime de campo distante, o campo elétrico se comporta como uma onda quase plana, cuja fase varia predominantemente de forma linear com a distância z . Os termos quadráticos em x e y , embora ainda presentes, são divididos por z , o que reduz significativamente sua influência à medida que z aumenta. Portanto, quanto maior a distância de propagação, mais desprezíveis se tornam os efeitos das variações transversais em x e y consolidando o caráter planar da frente de onda na região do campo distante [3].

C. Modelo Analítico do Ganho de Transmissão

Considere uma BS centralizada em $(x, y, 0)$ composta por uma antena transmissora disposta sobre uma superfície, irradiando sinais eletromagnéticos para um ponto de interesse (x, y, d) , onde se encontra o receptor. Assume-se polarização constante, cujos sinais de frequência têm uma amplitude de referência dada em Volts. O ganho de irradiação no ponto (x, y, d) corresponde à razão entre a potência irradiada e a potência de referência, ou seja:

$$G(x, y, z) = \frac{|\int_A E(x, y, z) dx dy|^2}{\frac{\lambda^2}{4\pi} \int_A |E(x, y, z)|^2 dx dy}, \quad (3)$$

sendo A a área da abertura de um elemento de antena, e $G_{\text{plane}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{D^2}{2}$ é o ganho máximo atingível em comunicação no campo distante. Desta forma, a expressão do ganho normalizado é dada por:

$$G_{\text{antena}} = \frac{G(x, y, z)}{G_{\text{plane}}} = \frac{|\int_A E(x, y, z) dx dy|^2}{\frac{D^2}{\lambda^2} \int_A |E(x, y, z)|^2 dx dy}, \quad (4)$$

na qual G_{antena} representa o ganho de uma onda plana incidindo no plano de recepção, com D sendo o diâmetro da abertura por elemento de antena.

Ao considerar o ganho de um arranjo de antenas que pertencem à uma ELAA com $N = N_X N_Y$ antenas receptoras, tem-se que o ganho do arranjo é expresso como

$$G_{\text{array}} = \frac{\sum_{n=1}^{N_X} \sum_{m=1}^{N_Y} |\int_A E(x, y) dx dy|^2}{N \frac{D^2}{\lambda^2} \int_A |E(x, y)|^2 dx dy}, \quad (5)$$

sendo esta uma expressão para o limitante superior do ganho de array [3].

D. Ganho de Transmissão com MRT

Com base nas expressões anteriores para o ganho de uma antena e o ganho do arranjo receptor G_{array} , esta seção avalia o comportamento espacial da potência irradiada em direção ao ponto focal utilizando a técnica de *Maximum Ratio Transmission* (MRT). Considerando a superposição dos campos irradiados por um arranjo planar de antenas transmissoras, assume-se que cada antena transmite com uma determinada amplitude e fase, de forma que o campo resultante seja coerente no ponto focal. A contribuição de cada elemento é modulada de forma independente, com o canal correspondente entre cada n elemento da antena transmissora com a antena receptora na posição é definido como

$$h_n = \frac{1}{E_0} \sqrt{\frac{2}{D^2}} \int_A E(x, y, z) dx dy. \quad (6)$$

Portanto, a razão sinal-ruído (SNR) é proporcional à energia total recebida pelo arranjo, a qual também está relacionada ao ganho do arranjo G_{array} e pode ser maximizada usando filtro MRT representado como

$$\phi_{\text{MRT}} = \frac{\mathbf{h}}{\|\mathbf{h}\|}, \quad (7)$$

onde $\phi_{\text{MRT}} \in \mathbb{C}^N$ é o peso atribuído à n -ésima antena conforme o modelo do canal $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^N$. Desta forma, a SNR máxima é:

$$\text{SNR} = \frac{E_0^2}{\eta \sigma^2} \cdot |\mathbf{h}^H \phi_{\text{MRT}}|^2, \quad (8)$$

onde $\eta \approx 376, 73 \Omega$ é a impedância intrínseca do espaço livre e σ^2 representa a variância do ruído gaussiano presente em cada antena receptora [3].

E. Distâncias de Referência para a Análise da Radiação Eletromagnética

No contexto de sistemas ELAAs, uma mudança significativa na análise dos campos eletromagnéticos deve ser considerada. Nessas condições, a abertura física total do arranjo pode ser significativamente maior do que a distância de Fraunhofer associada a cada elemento individual de antena. Os Autores em [5] afirmam que em ELAAs o campo próximo radiativo tem início logo após a distância de Fraunhofer de um elemento de antena, caracterizando-se inicialmente por um ganho de transmissão reduzido. No entanto, esse ganho aumenta progressivamente, ao atingir aproximadamente 95% do seu valor máximo, onde alcança a chamada distância de Björnson (d_B)

Neste ponto, embora o ganho seja próximo ao máximo, ele permanece confinado espacialmente à região focal alcançado pela técnica de MRT. Em cenários M-MIMO, a distância de Fraunhofer marca o início da região do campo distante, sendo tipicamente utilizada para avaliar o desempenho. No entanto, em ELAAs o padrão de radiação merece atenção, e os autores de [5] abordam esta métrica para cada elemento individual da antena. Desta forma, em ELAAs a representação de d_F é dada por $d_F = \frac{2D^2}{\lambda}$, onde D é a abertura do elemento de antena. Quando é considerado um conjunto de antenas, denomina-se por distância Fraunhofer array (d_{FA}), cuja a abertura total do arranjo é representada por W , sendo d_{FA} equivalente a distância de Rayleigh, e calculada por $d_{FA} = \frac{2W^2}{\lambda}$.

O cálculo da distância de Björnson, está associada a região focal, cuja a energia irradiada é confinada no alvo. Seu valor é definido em função da abertura do arranjo, dada por:

$$d_B = 2W, \quad (9)$$

onde abertura do arranjo varia conforme o projeto da antena, por exemplo em um arranjo linear com N antenas com espaçamento padrão entre as antenas, i.e. $D = \lambda/2$, a distância de Björnson será $d_B = (N-1)\lambda$; para um arranjo planar onde $N = N_X N_Y$ e caso seja um quadrado simétrico $N = N_X^2$, então $d_B = (N_X - 1)\sqrt{2}\lambda$.

Além disso, em [2] estabelece que a região do campo próximo radiativo em ELAAs se estende até aproximadamente um décimo da distância de Fraunhofer array ($d_{FA}/10$). Após essa distância, o comportamento do feixe muda, passando de um foco com profundidade finita para um feixe que se propaga em direção ao alvo e teoricamente se estende ao infinito. Nesse regime, as aproximações do campo distante tornam-se válidas, simplificando significativamente as análises. Enfatiza-se que essas condições e limites são especificamente aplicáveis ao contexto de ELAAs, e que as abordagens e métodos amplamente estudados nos conceitos de M-MIMO permanecem válidas e inalteradas.

III. FORMULAÇÃO E MODELAGEM DA SIMULAÇÃO

Considere um canal genérico de comunicação sem fio MIMO, representado por $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_1 \times N_2}$, onde $h_{n_1, n_2} \triangleq [\mathbf{H}]_{n_1, n_2}$ denota o elemento da matriz de canal correspondente

ao enlace entre dois arranjos, onde N_1 corresponde as antenas da BS, e N_2 as antenas receptoras. Em uma aplicação semelhante ao modelo descrito na Seção II-D, têm-se que o arranjo N_1 é composto por N_X linhas e N_Y colunas. Enquanto o arranjo receptor possui apenas uma antena $N_2 = 1$.

Cada elemento h_{n_1, n_2} da matriz de canal \mathbf{H} pode ser descrito como um modelo determinístico representado por \bar{h}_{n_1, n_2} , ou um modelo estocástico de desvanecimento multipercurso incorporando as características do canal LoS representado por \underline{h}_{n_1, n_2} . O canal genérico também pode ser escalado por um coeficiente de perda de percurso β_{n_1, n_2} , tal relação é expressa por $h_{n_1, n_2} = \beta_{n_1, n_2} \underline{h}_{n_1, n_2}$, em que,

$$\beta_{n_1, n_2} = \frac{B\lambda^2}{(4\pi\alpha_{n_1, n_2})^2}, \quad (10)$$

onde B o ganho da antena, e α_{n_1, n_2} é o módulo da distância entre a antena n_1 do arranjo N_1 e a antena n_2 do arranjo N_2 .

1) *Modelo de Canal Determinístico com Vetores de Direção*: Considere um modelo determinístico de canal baseado na geometria do sistema e na direção da transmissão do sinal. Assume-se que o transmissor e o receptor possuem conhecimento da posição relativa entre si, o que permite representar a resposta do canal por meio de vetores de direção (*steering vectors*). Esse modelo descreve a componente de LoS, em que o sinal se propaga sem obstruções, caracterizando-se por um único caminho dominante e determinístico.

A componente LoS \bar{h}_{n_1, n_2} representa o modelo direcional determinístico do canal, calculado como:

$$\bar{h}_{n_1, n_2}(\mathbf{s}_{n_1}, \mathbf{s}_{n_2}) = e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}\|\mathbf{s}_{n_1} - \mathbf{s}_{n_2}\|}, \quad (11)$$

onde $\|\mathbf{s}_{n_1} - \mathbf{s}_{n_2}\|$ a distância entre a antena n_2 do arranjo N_2 e a antena n_1 do arranjo N_1 [4].

2) *Canal com Desvanecimento Rice*: Ao contrário do modelo determinístico, canais práticos frequentemente incluem múltiplos caminhos de propagação, resultantes de reflexões, difração e espalhamento. Estes caminhos introduzem variações aleatórias na amplitude e na fase do sinal recebido, fenômeno conhecido como desvanecimento.

O modelo de desvanecimento multipercurso Rice é considerado neste trabalho, o qual incorpora componentes LoS e NLoS, sendo modelado como:

$$\underline{h}_{n_1, n_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_{rb}}{\epsilon_{rb} + 1}} \bar{h}_{n_1, n_2} + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_{rb} + 1}} \tilde{h}_{n_1, n_2}, \quad (12)$$

em que ϵ_{rb} é o fator de Rice para o enlace entre N_1 e N_2 .

A componente NLoS introduz dispersão aleatória devido a diversos fatores ambientais. Cada amostra é modelada por $\tilde{h}_{n_1, n_2} = x_{n_1, n_2} + j y_{n_1, n_2}$, onde x_{n_1, n_2} e y_{n_1, n_2} representam as componentes de fase e quadratura da envoltória do sinal. Ambas são variáveis aleatórias gaussianas independentes com média zero e variância $\sigma_X^2 = \sigma_Y^2 = \sigma^2$ [6].

A. Métrica da SNR em Sistemas MIMO

A análise da SNR em sistemas MIMO simulados também pode ser realizada utilizando a técnica de pré-codificação por MRT, conforme apresentado na Eq. (7). No entanto, diferentemente da Eq. (6), onde o canal é modelado por meio

de expressões analíticas do campo eletromagnético, nesta simulação o canal é caracterizado de forma estatística conforme o modelo da Eq. (12). Assim, a SNR obtida por meio de:

$$\text{SNR}_{\text{sim}} = \frac{P_{\text{trans}} \cdot |\mathbf{h}_k^H \phi_{\text{MRT}}|^2}{\sigma_n^2}, \quad (13)$$

onde P_{trans} representa a potência de transmissão, e σ_n^2 é a potência do ruído, calculada por:

$$\sigma_n^2 = 10^{\frac{N_0}{10} - 3} B, \quad (14)$$

onde N_0 é a densidade espectral de potência do ruído, tipicamente fixada em -204 dBm/Hz, valor que corresponde ao nível de ruído térmico em condições ideais de temperatura ambiente (aproximadamente 17°C) e B denota a largura de banda do sistema [7].

IV. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados, com ênfase na comparação entre o canal obtido por meio das equações analíticas do campo eletromagnético e o canal determinístico gerado a partir de vetores direcionais simulados. De modo geral, as figuras são exibidas em mapas de calor, normalizadas no intervalo de 0 a 1 a fim de evitar discrepâncias causadas por constantes de proporcionalidade genéricas. Os parâmetros das figuras estão descritos na Tabela I.

TABELA I
PARÂMETROS UTILIZADOS NAS FIGURAS 1, 2 E 3

Parâmetros	Figura 1	Figura 2	Figura 3
Posição da BS	(0,0)	(0,0)	(0,0)
BS antenas (N)	51	51	51
Portadora (f_c)	60 GHz	60 GHz	60 GHz
Largura de banda (B)	50 MHz	50 MHz	50 MHz
Espaçamento entre as antenas (Δ)	$\frac{100c}{2f_c}$	$\frac{c}{2f_c}$	$\frac{100c}{2f_c}$
Alvo	(0, $2\Delta(N-1)$)	(5,35)	(0, $2\Delta(N-1)$)
Canal	LoS e perda de percurso	LoS	Rice e perda de percurso

No primeiro cenário ilustrados na Figura 1.a e 1.b, a BS é composta por um arranjo linear de antenas idênticas e uniformemente espaçadas. Neste contexto, foi aplicada a técnica de pré-codificação MRT com direcionamento ajustado para a distância de Björnson. A escolha visa a formação de um foco, região denominada por *Beamfocusing*, e o ganho de espaçamento entre as antenas proporciona que a região focal seja aplicada em possíveis distâncias aplicáveis, utilizando um número relativamente reduzido de antenas.

Os mapas de calor foram gerados a partir de dois modelos distintos de canal: o primeiro (Figura 1.a) o canal é modelado por vetores direcionais, enquanto o segundo (Figura 1.b) é baseado na equação do campo eletromagnético. Sendo observado que os padrões de radiação obtidos apresentam comportamento praticamente idênticos, essa consistência evidencia que ambos os modelos são adequados para representar sistemas MIMO operando na região do campo próximo em ELAAs, e valida a utilização da distância de Björnson como métrica para comunicação focalizada. Contudo, ressalta-se que a natureza

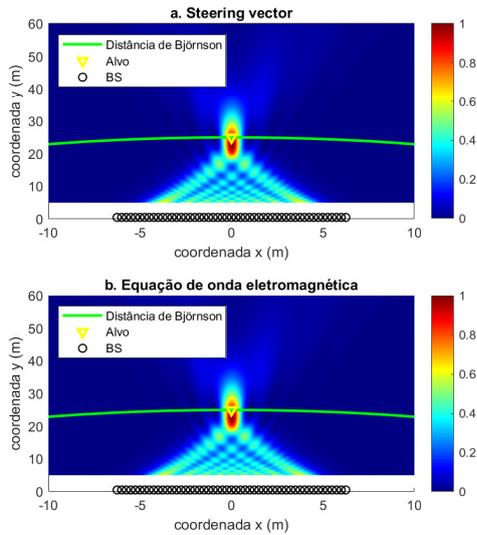


Fig. 1. Comparação dos padrões de radiação emitidos por ELAAs e obtidos por modelos vetoriais e eletromagnéticos no campo próximo.

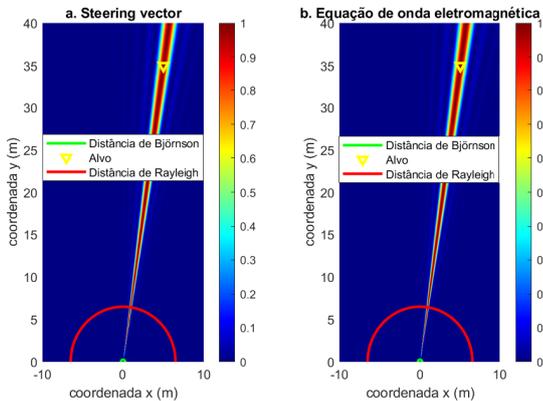


Fig. 2. Formação de feixes direcionais no campo distante com MRT, desconsiderando a perda de percurso.

dos modelos são distintas: enquanto o modelo eletromagnético exige a avaliação de integrais de área sobre a superfície da antena, o modelo baseado no *steering vector* adota uma formulação simplificada, considerando apenas as distâncias vetoriais entre as antenas transmissoras e receptoras. Esta abordagem reduz significativamente a complexidade computacional da simulação.

Para análise em campo distante, adotou-se um sistema MIMO convencional com pequena abertura de *array*. No entanto, aplicou-se novamente a técnica MRT, com direcionamento para o ponto (5,35) do plano cartesiano, sendo considerada uma região no campo distante. As Figuras 2.a e 2.b apresentam os mapas de calor obtidos por ambos os modelos.

Observa-se que ambos produzem feixes com largura e direcionamento consistentes, demonstrando que os modelos se mantêm coerentes e confiáveis tanto para simulações no campo próximo em ELAAs quanto no campo distante de modo geral. Ressalta-se que os efeitos de perda por percurso foram desconsiderados nesta etapa para facilitar a visualização da formação do feixe direcional ao alvo em longas distâncias.

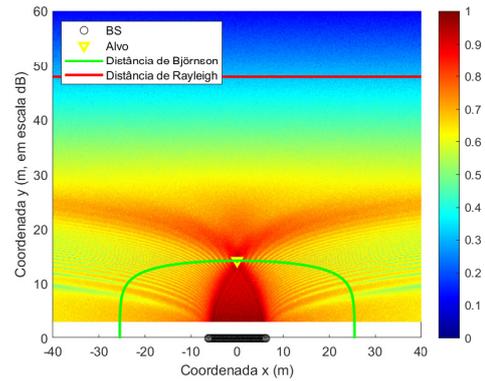


Fig. 3. Comportamento do ganho sob canal Rice com alvo posicionado na distância de Björnson

Por fim, a Figura 3 apresenta os resultados obtidos com a inclusão do canal de desvanecimento Rice. A coordenada Y foi gerada em escala logarítmica a fim de observar o comportamento geral da propagação alocando o alvo sobre a distância de Björnson e observado o ganho até as distâncias mais distantes, não preservando a característica de feixe direcional após o alvo como na Figura 2. Além disso, são observadas variações aleatórias no ganho do mapa de calor, que são características da presença do multipercurso e componentes não determinísticas. Apesar dessas flutuações, o padrão principal de focalização sobre o alvo foi preservado indicando a robustez do canal em LoS.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho investiga a modelagem de sistemas ELAAs no campo próximo por meio de formulações baseadas nas equações das ondas eletromagnéticas, validando-as com simulações determinísticas e estatísticas. As análises demonstraram a consistência entre os modelos eletromagnéticos e os modelos vetoriais, especialmente na região delimitada pela distância de Björnson, evidenciando sua aplicabilidade prática como métrica para focalização em alvos na região do campo próximo radiativo específica para ELAAs.

REFERÊNCIAS

- [1] C.-X. Wang and et al., "On the road to 6g: Visions, requirements, key technologies, and testbeds," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 25, no. 2, pp. 905–974, 2023.
- [2] P. Ramezani, A. Kosasih, A. Irshad, and E. Björnson, "Exploiting the depth and angular domains for massive near-field spatial multiplexing," *IEEE BITS the Information Theory Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 14–26, 2023.
- [3] E. Björnson, O. T. Demir, and L. Sanguinetti, "A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces," in *2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, 2021, pp. 105–112.
- [4] Y. Liu, Z. Wang, J. Xu, C. Ouyang, X. Mu, and R. Schober, "Near-field communications: A tutorial review," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 4, p. 1999–2049, 2023. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/OJCOMS.2023.3305583>
- [5] P. Ramezani and E. Björnson, *Near-Field Beamforming and Multiplexing Using Extremely Large Aperture Arrays*. Cham: Springer International Publishing, 2024, pp. 317–349.
- [6] K. Jiang, X. Chen, Q. Zhu, L. Chen, D. Xu, and B. Chen, "A novel simulation model for nonstationary rice fading channels," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2018, no. 1, p. 8086073, 2018.
- [7] E. Björnson, Ö. T. Demir et al., "Introduction to multiple antenna communications and reconfigurable surfaces," 2024.