

Cancelamento de Interferência Mútua em Canal de Baixo *Rank* com Arranjos de Antenas Simétricos e DOA Gaussiano

Wamberto J. L. Queiroz e Marcelo S. Alencar

Resumo—Este trabalho apresenta um estudo do nível de interferência mútua em um modelo de canal conhecido como *cluster* de difusores locais, usando arranjos lineares simétricos de antenas na estação radiobase. O estudo é feito por meio da avaliação do valor médio da potência mútua de interferência entre usuários ativos no sistema e por meio da variância dessa interferência, assumindo distribuição gaussiana limitada para os ângulos azimutais de chegada dos sinais dos usuários (*Direction of Arrival* - DOA).

Palavras-Chave—Arranjos lineares simétricos, interferência mútua, baixo *rank*.

Abstract—This article presents a study about the mutual interference level in a channel model known as local scatters cluster. It is considered symmetrical linear arrays in the base station and the study is done by evaluating the average mutual interference between active users in the system, taking into account limited Gaussian distribution for azimuthal arrival angles of the users signals.

Keywords—Symmetrical linear arrays, mutual interference, low rank channel

I. INTRODUÇÃO

Como se sabe, tem havido um considerável aumento de interesse pelo uso de arranjos de antenas em sistemas de comunicações móveis. Esse interesse tem sido justificado principalmente pelos ganhos comprovados, obtidos com o uso de tais estruturas. Usados como ferramentas para o modelamento de feixes eletromagnéticos radiados, no processamento conhecido como *beamforming*, como ferramentas para estimação de ângulos de chegada ou como auxiliares no cancelamento de interferência em sistemas celulares, os arranjos de antenas, quando auxiliados por algoritmos de processamento multidimensional de sinais, se constituem em poderosas alternativas para aumentar o alcance, a qualidade e a capacidade dos futuros sistemas de comunicações móveis. Essas estruturas de antenas com *software* agregado são conhecidas como Antenas Inteligentes e tanto os atuais sistemas de terceira geração, como o sistema de múltiplo acesso CDMA, quanto os sistemas da próxima geração, conhecidos como serviços de comunicações pessoais ou redes de comunicações pessoais, se beneficiam dessa atuação conjunta de *hardware* e *software*.

Uma tecnologia recente que se apoia totalmente nas antenas inteligentes é a tecnologia de múltiplo acesso por divisão

de espaço (SDMA). Na SDMA, os feixes eletromagnéticos dos arranjos de antenas são moldados e direcionados, por meio de algoritmos apropriados, para os usuários do sistema de comunicações no qual a SDMA está implantada. Esse uso racional da potência radiada pelas antenas, permite uma considerável redução de perdas de potência, devido à maior concentração de energia em uma determinada direção, permite que os feixes radiados atinjam maiores distâncias e, principalmente, permite um considerável aumento de capacidade em termos de número de usuários, já que os canais de tempo e frequência podem ser reusados mais vezes nos novos canais obtidos pela divisão do espaço de visão das antenas. Isso representa um ganho em relação, por exemplo, a sistemas setorizados em regiões de 120°. Com SDMA, os setores passam a ser bem mais estreitos e com abertura limitada apenas pela capacidade do arranjo de antenas [1].

Em relação aos sistemas de múltiplo acesso como o CDMA, um dos principais problemas que afetam sua capacidade é a interferência causada pelos usuários ativos do sistemas. Na referência [2], por exemplo, foi mostrado que um usuário u_0 , presente em uma célula cercada por uma camada de células vizinhas, sofre uma interferência, que vista na estação radiobase, é constituída pela soma das potências de interferência dos usuários presentes na mesma célula do usuário u_0 mais a soma das potências de interferência dos usuários presentes nas células vizinhas. Essas potências dos usuários ativos, apesar de decaírem exponencialmente e sofrerem os efeitos do sobreamento presente no meio de transmissão, afetam a qualidade, tanto do enlace direto quanto do enlace reverso, se métodos apropriados de processamento não forem adotados.

No artigo [2] foi mostrado que a potência de interferência dos usuários ativos em um sistema celular é composta por fatores que são diretamente proporcionais a um termo denominado potência de interferência mútua. Esse termo mede a potência de interferência que o sinal de um usuário ativo, que chega à antena da estação radiobase com ângulo de chegada ϕ_i , exerce em um outro sinal de usuário com ângulo de chegada ϕ_j . Na referência [3], esse termo foi escrito em termos dos parâmetros de um arranjo linear simétrico de antenas, considerando três métodos de excitação dos elementos do arranjo. Foi visto que o método de excitação aleatória dos coeficientes fornece menores níveis de interferência mútua em relação aos métodos de expansão binomial e ao método de Dolph-Tschebyscheff [4]. Nesse artigo, o estudo da interferência mútua é feito em um modelo de canal direcional no qual os sinais dos usuários alcançam a antena da estação radiobase

Wamberto J. L. Queiroz e Marcelo S. Alencar, Universidade Federal de Campina Grande, Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto para Estudos Avançados em Comunicações IECOM, Campina Grande, PB, Brasil, E-mails: {wamberto,malencar}@dee.ufcg.edu.br. Este trabalho foi financiado pelo CNPq.

sob ângulos de chegada com distribuição gaussiana limitada. Esse estudo é feito com base no cálculo de parâmetros como o valor médio e a variância da potência mútua de interferência e é exposto ao longo da trabalho da seguinte forma. Na Seção II é mostrada a caracterização do modelo do canal. Na Seção III é apresentada a distribuição gaussiana limitada para os ângulos de chegada, a obtenção do valor médio e da variância da potência de interferência mútua e na Seção IV são mostradas as curvas obtidas pela avaliação numérica dos resultados matemáticos.

II. O MODELO DO CANAL DIRECIONAL

Basicamente, os modelos de ambientes de propagação de ondas eletromagnéticas podem ser divididos em modelos para áreas rurais e para áreas urbanas. Os modelos para áreas rurais têm sido tratados, por exemplo na referência [5]. Nos modelos urbanos, especialmente aqueles voltados para áreas densamente populosas, métodos de planejamento celular altamente sofisticados são necessários para que se possa fazer uso eficiente do espectro de frequências disponível para a transmissão de sinais. Esses métodos geralmente necessitam de modelos que descrevam o ambiente de propagação o mais acuradamente possível. Entretanto, o modelamento de todos os efeitos de propagação em um grande ambiente urbano não é apropriado na prática devido às restrições de esforço computacional. Dessa forma, várias técnicas têm sido pensadas para reduzir a complexidade computacional. Técnicas que fornecem, por exemplo, os percursos mais relevantes do ambiente podem ser usadas juntamente com técnicas de pré-processamento inteligentes. Uma dessas técnicas trata o ambiente de propagação com base na teoria geométrica da reflexão da luz e é conhecida como técnica de traçado de raios (*ray-tracing*) [5].

A influência de fatores como vegetação é geralmente incluída por causa das contribuições de perdas de percurso adicionais para cada interseção de raios. Em ambientes nos quais a altura da estação radiobase está acima da altura média dos prédios vizinhos, tem sido mostrado que há uma considerável melhora na qualidade do modelamento quando são incluídos os múltiplos percursos de propagação juntamente com os efeitos da vegetação na vizinhança do transmissor móvel, distante de 500 a 1000 metros da estação radiobase. O diagrama de uma visão superior de um modelo conhecido como *cluster* de difusores locais é mostrado na Figura 1. Nesse modelo, proposto inicialmente nas referências [6] e [7], os sinais que deixam a antena da estação móvel são refletidos e difratados por difusores uniformemente distribuídos em uma região circular em torno da estação móvel. Esses sinais formam um aglomerado de sinais refletidos que alcançam a antena da estação radiobase dentro de um determinado intervalo angular, com ângulo médio ϕ_o .

Esse modelo de canal, no domínio do tempo e da frequência, admite a mesma classificação dos canais de múltiplos percursos conhecidos [8], [9], [10], [11]. No domínio angular ele pode ser classificado como modelo de baixo-*rank* e de alto-*rank* da seguinte forma [7], [11].

- Um canal é dito de baixo-*rank* quando a dispersão temporal S_t é menor que o inverso da largura de faixa

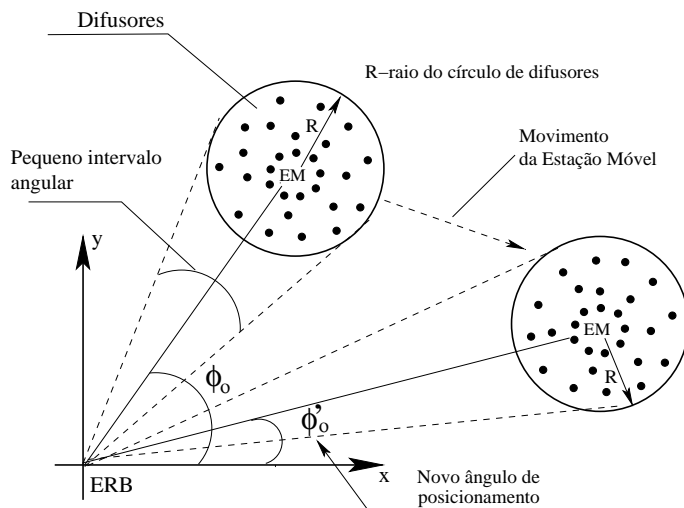


Fig. 1. Modelo de canal direcional com difusores locais.

do filtro receptor e o espalhamento angular (S_{ϕ_o}, S_{ϕ}) é pequeno comparado à largura do lóbulo principal, Θ , radiado pelo arranjo de antenas, no ponto de queda de 3 dB, ou seja

$$S_t \ll \frac{1}{B_f}, \quad S_{\phi_o} \ll \Theta \quad \text{e} \quad S_{\phi} \ll \Theta, \quad (1)$$

- Um canal é dito de alto-*rank* quando a dispersão temporal é maior igual que o inverso da largura de faixa do filtro receptor, ou o espalhamento angular é maior ou igual que a largura do lóbulo principal radiado, no ponto de queda de 3 dB, ou seja

$$S_t \geq \frac{1}{B_f}, \quad S_{\phi_o} \geq \Theta \quad \text{ou} \quad S_{\phi} \geq \Theta. \quad (2)$$

Nesse modelo de canal, a distribuição espacial dos difusores determina como será a distribuição do ângulo de chegada dos sinais que alcançam a antena da estação radiobase e será melhor explanado na Seção III.

III. MODELAMENTO DA POTÊNCIA DE INTERFERÊNCIA

Dependendo da distribuição espacial dos difusores no ambiente de propagação, diferentes fdfs para a distribuição dos ângulos azimutais de chegada têm sido propostas na literatura. Adicionalmente, tem sido mostrado por meio de medições de campo, que quando a distribuição espacial dos difusores é uniforme em torno da estação móvel, é mais apropriado o uso da distribuição gaussiana limitada para o modelamento dos ângulos de chegada dos sinais refletidos pelos difusores. A fdp gaussiana, denotada $p_g(\phi)$, é escrita como [12]

$$p_g(\phi) = \frac{Q}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi^2}} e^{-\frac{(\phi-\phi_o)^2}{2\sigma_\phi^2}}, \quad -\frac{\pi}{2} + \phi_o \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} + \phi_o, \quad (3)$$

em que σ_ϕ é o desvio padrão angular e Q é uma contante usada para tornar $p_g(\phi)$ uma fdp. O desvio padrão angular

está relacionado ao espalhamento angular S_ϕ pela expressão

$$S_\phi = \sigma_\phi \sqrt{\operatorname{erf}\left(Q \frac{\pi}{\sqrt{8}\sigma_\phi}\right)}, \quad (4)$$

em que ϕ_0 é conhecido como componente direcional principal do canal e S_ϕ e é dado por

$$S_\phi = \sqrt{E[\phi^2] - E^2[\phi]}. \quad (5)$$

Na referência [3] foi mostrado, de acordo com [2], que em um arranjo linear simétrico com $2M$ elementos igualmente espaçados por uma distância d , os vetores de direcionamento dos sinais que chegam ao arranjo com ângulos azimutais de chegada ϕ_i e ϕ_j , podem ser escritos como

$$\mathbf{a}_i = \frac{1}{\sqrt{N_o}} \begin{bmatrix} a_M e^{j\frac{(2M-1)}{2}\beta d \cos(\phi_i)} & \dots & a_1 e^{j\frac{1}{2}\beta d \cos(\phi_i)} \\ a_1 e^{-j\frac{1}{2}\beta d \cos(\phi_i)} & \dots & a_M e^{-j\frac{(2M-1)}{2}\beta d \cos(\phi_i)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{a}_j = \frac{1}{\sqrt{N_o}} \begin{bmatrix} a_M e^{j\frac{(2M-1)}{2}\beta d \cos(\phi_j)} & \dots & a_1 e^{j\frac{1}{2}\beta d \cos(\phi_j)} \\ a_1 e^{-j\frac{1}{2}\beta d \cos(\phi_j)} & \dots & a_M e^{-j\frac{(2M-1)}{2}\beta d \cos(\phi_j)} \end{bmatrix},$$

em a_n é o n -ésimo coeficiente de excitação do arranjo e β é o número de onda.

Nessa situação, um sinal de usuário potencialmente interferente com ângulo de chegada ϕ_j produzirá no receptor associado ao usuário com ângulo de chegada ϕ_i uma potência de interferência que será proporcional a [2], [13],

$$I(\theta_i, \theta_j) = |\mathbf{a}_i \mathbf{a}_j^H|^2 \quad (6)$$

em que

$$2N_o |\mathbf{a}_i \mathbf{a}_j^H| = a_M^2 e^{j\frac{(2M-1)}{2}\beta d(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))} + \dots$$

$$+ a_2^2 e^{j\frac{3}{2}\beta d(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))} + a_1^2 e^{j\frac{1}{2}\beta d(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))}$$

$$+ a_1^2 e^{-j\frac{1}{2}\beta d(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))} + a_2^2 e^{-j\frac{3}{2}\beta d(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))}$$

$$+ \dots + a_M^2 e^{-j\frac{(2M-1)}{2}\beta d(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))},$$

ou ainda em uma forma simplificada

$$|\mathbf{a}_i \mathbf{a}_j^H| = \frac{1}{N_o} \sum_{n=1}^M a_n^2 \cos\left[\frac{(2n-1)}{2}\beta d(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))\right]$$

$$= \frac{1}{N_o} \sum_{n=1}^M a_n^2 \cos[(2n-1)\psi],$$

em que $\psi = \frac{\beta d}{2}(\cos(\phi_i) - \cos(\phi_j))$ e N_o é uma constante de normalização tal que $N_o = \sum_{n=1}^M a_n^2$, usada para que o valor máximo atingido pela potência mútua de interferência $I(\phi_i, \phi_j)$ seja unitário.

Desse modo, $I(\phi_i, \phi_j)$ será dado por

$$I(\phi_i, \phi_j) = \frac{1}{N_o^2} \left(\sum_{n=1}^M a_n^2 \cos[(2n-1)\psi] \right)^2$$

$$= \frac{2}{N_o^2} \sum_{n=1}^{M-1} \sum_{m=n+1}^M a_n^2 a_m^2 \cos[(2n-1)\psi] \cos[(2m-1)\psi]$$

$$+ \frac{1}{N_o^2} \sum_{n=1}^M a_n^4 \cos^2[(2n-1)\psi].$$

A potência mútua de interferência $I(\phi_i, \phi_j)$ ainda pode ser escrita em termos de produtos de senos e cossenos, de modo que

$$I(\phi_i, \phi_j) = \frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M a_n^2 a_m^2 \left(\cos[\beta d(m+n-1) \cos \phi_i] \cdot \cos[\beta d(m+n-1) \cos \phi_j] \right) +$$

$$\frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M a_n^2 a_m^2 \left(\operatorname{sen}[\beta d(m+n-1) \cos \phi_i] \cdot \operatorname{sen}[\beta d(m+n-1) \cos \phi_j] \right) +$$

$$\frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M a_n^2 a_m^2 \left(\cos[\beta d(m-n) \cos \phi_i] \cdot \cos[\beta d(m-n) \cos \phi_j] \right) +$$

$$\frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M a_n^2 a_m^2 \left(\operatorname{sen}[\beta d(m-n) \cos \phi_i] \cdot \operatorname{sen}[\beta d(m-n) \cos \phi_j] \right). \quad (7)$$

O valor médio de $I(\phi_i, \phi_j)$, denotado por $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ é dado por

$$E[I(\phi_i, \phi_j)] = \iint_{\phi_i, \phi_j} I(\phi_i, \phi_j) p(\phi_i) p(\phi_j) d\phi_i d\phi_j \quad (8)$$

$$- \frac{\pi}{2} + \phi_o \leq \phi_i, \phi_j \leq \frac{\pi}{2} + \phi_o,$$

Aplicando esse resultado à Equação (7), chega-se, após alguma manipulação algébrica, à expressão

$$E[I(\phi_i, \phi_j)] = \frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M \Re^2\{\mathcal{E}(m, n)\} a_n^2 a_m^2 +$$

$$\frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M \Im^2\{\mathcal{E}(m, n)\} a_n^2 a_m^2 +$$

$$\frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M \Re^2\{\mathcal{F}(m, n)\} a_n^2 a_m^2 +$$

$$\frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M \Im^2\{\mathcal{F}(m, n)\} a_n^2 a_m^2, \quad (9)$$

em que $\mathcal{E}(m, n)$ e $\mathcal{F}(m, n)$ são dados respectivamente por

$$\mathcal{E}(m, n) = E[\exp(j\beta d(m-n) \cos \phi)] \quad (10)$$

$$\mathcal{F}(m, n) = E[\exp(j\beta d(m+n-1) \cos \phi)]. \quad (11)$$

O somatório na Equação (9) ainda pode ser reescrito na forma simplificada

$$E[I(\phi_i, \phi_j)] = \frac{1}{2N_o^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M a_n^2 a_m^2 \mathcal{G}(m, n), \quad (12)$$

em que $\mathcal{G}(m, n)$ é dado por

$$\mathcal{G}(m, n) = |\mathcal{E}(m, n)|^2 + |\mathcal{F}(m, n)|^2 \quad (13)$$

e $|x|$ é o valor absoluto do número complexo x .

Os valores esperados, mostrados nas Equações (10) e (11) podem também ser escritos na forma de somatórios de funções de Bessel de primeiro tipo e ordem de valor inteiro, ou seja

$$\begin{aligned} \Re\{\mathcal{E}(m, n)\} &= Q \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\beta d(m-n)) e^{-2k^2 \sigma_\phi^2} A_k(\phi_o, \sigma_\phi) \\ &\quad + J_0(\beta d(m-n)) \\ \Im\{\mathcal{E}(m, n)\} &= Q \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(\beta d(m-n)) \cdot \\ &\quad e^{-\frac{(2k+1)^2}{2} \sigma_\phi^2} B_k(\phi_o, \sigma_\phi), \end{aligned} \quad (14)$$

em que

$$\begin{aligned} A_k(a, b) &= [\cos(2ka)\mathcal{A}(2k, b) - \sin(2ka)\mathcal{B}(2k, b)] \\ B_k(a, b) &= [\cos((2k+1)a)\mathcal{A}(2k+1, b) \\ &\quad - \sin((2k+1)a)\mathcal{B}(2k+1, b)]. \end{aligned} \quad (15)$$

Do mesmo modo tem-se

$$\begin{aligned} \Re\{\mathcal{F}(m, n)\} &= Q \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\beta d(m+n-1)) \cdot \\ &\quad e^{-2k^2 \sigma_\phi^2} A_k(\phi_o, \sigma_\phi) + J_0(\beta d(m+n-1)) \\ \Im\{\mathcal{F}(m, n)\} &= Q \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(\beta d(m+n-1)) \cdot \\ &\quad e^{-\frac{(2k+1)^2}{2} \sigma_\phi^2} B_k(\phi_o, \sigma_\phi), \end{aligned} \quad (16)$$

em que as funções $\mathcal{A}(a, b)$ e $\mathcal{B}(a, b)$ são dadas por

$$\begin{aligned} \mathcal{A}(a, b) &= \operatorname{Re} \left\{ \operatorname{erf} \left(\frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} \\ &\quad - \operatorname{Re} \left\{ \operatorname{erf} \left(-\frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} \\ \mathcal{B}(a, b) &= \operatorname{Im} \left\{ \operatorname{erf} \left(\frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} \\ &\quad - \operatorname{Im} \left\{ \operatorname{erf} \left(-\frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

e a função $\operatorname{erf}(a + jb)$ é definida em [14] como a função erro para valores complexos.

A função $I^2(\phi_i, \phi_j)$, necessária ao cálculo do desvio padrão, é escrita, em termos de cossenos, como

$$I^2(\phi_i, \phi_j) = \frac{1}{8N_o^4} \sum_{k,l,m,n=1}^M (a_k a_l a_m a_n)^2 \left(\sum_{j=1}^8 \cos[2c_j \psi] \right), \quad (18)$$

em que

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \\ c_7 \\ c_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k \\ l \\ m \\ n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Sabendo então que

$$E[I^2(\phi_i, \phi_j)] = \iint_{\phi_i, \phi_j} I^2(\phi_i, \phi_j) p(\phi_i) p(\phi_j) d\phi_i d\phi_j \quad (20)$$

$$-\frac{\pi}{2} + \phi_o \leq \phi_i, \phi_j \leq \frac{\pi}{2} + \phi_o,$$

tem-se que

$$E[I^2(\phi_i, \phi_j)] = \frac{1}{8N_o^4} \sum_{k,l,m,n=1}^M (a_k a_l a_m a_n)^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^8 |H_j(k, l, m, n)|^2 \right). \quad (21)$$

As partes real e imaginária de $H_j(k, l, m, n)$ são iguais às partes real e imaginária mostradas nas Equações (14) e (16). Deve-se substituir apenas o termo $(m-n)$ ou $(m+n-1)$ por c_j mostrado na Equação (19).

Finalmente, tem-se que

$$E[I(\phi_i, \phi_j)]^2 = \frac{1}{N_o^4} \sum_{k,l,m,n=1}^M \sum_{k,l,m,n=1}^M \mathcal{G}(k, l) \mathcal{G}(m, n). \quad (22)$$

O desvio padrão de $I(\phi_i, \phi_j)$ segue então diretamente das Equações (21) e (22).

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

O primeiro resultado mostrado na Figura 2 mostra o comportamento de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ quando a expansão binomial é usada no projeto dos coeficientes de excitação dos elementos do arranjo. Considerando um arranjo simétrico com 10 elementos, é mostrada primeiro a potência de interferência mútua média, em função da distância d , normalizada pelo comprimento de onda, para diferentes valores do componente direcional principal ϕ_o . Na Figura 3 o comportamento de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ para diferentes valores de σ_ϕ , considerando $\phi_o = 45^\circ$. Como citado na referência [15], o valor de espalhamento angular igual a 20° corresponde, por exemplo, a um ambiente urbano em que a antena da estação radiobase tem 13 metros de altura.

O segundo conjunto de resultados mostrados nas Figuras 4 e 5 mostra o comportamento de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ quando o método da expansão polinomial de Dolph-Tschebyscheff é usada no projeto dos coeficientes de excitação. O cálculo desses coeficientes pode ser feito usando, por exemplo, o método de Barbieri [16]. Nesse cálculo, a relação entre o valor máximo atingido pelo diagrama de radiação e o maior valor atingido pelo principal lóbulo secundário é denotado por R_o . Esse parâmetro é dado em dB e é usado no cálculo dos coeficientes. Na Figura 4, por exemplo, é mostrado o gráfico de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ para um arranjo com 10 elementos, com diferentes valores de ϕ_o e considerando $\sigma_\phi = 20^\circ$. Na Figura 5 a potência mútua média $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ é traçada para diferentes valores de σ_ϕ , considerando-se o ângulo entre o componente direcional principal e uma linha horizontal que passa pelo eixo do arranjo igual a $\phi_o = 45^\circ$.

Em geral, o arranjo associado à excitação polinomial fornece níveis menores de interferência mútua em relação ao arranjo com excitação binomial, como se pode perceber pelas

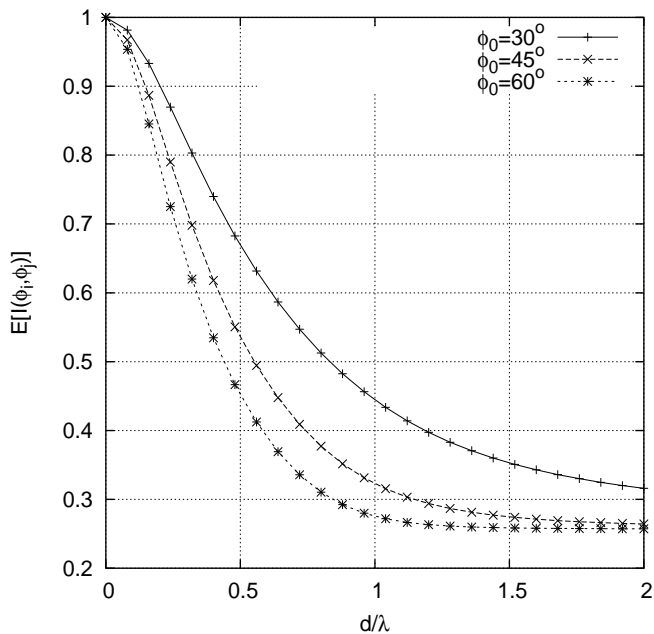


Fig. 2. Curvas de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ em função de d/λ para um arranjo linear simétrico com 10 elementos, para diferentes valores de ϕ_o , considerando-se $\sigma_\phi = 20^\circ$ e excitação binomial.

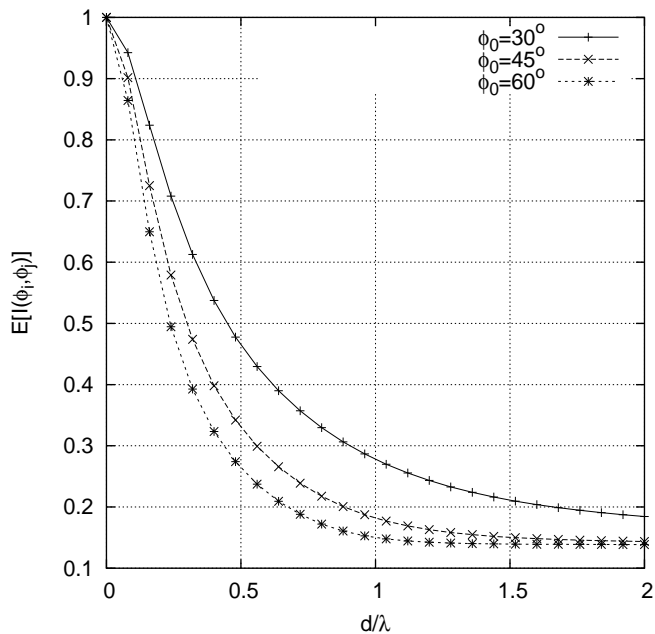


Fig. 4. Curvas de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ em função de d/λ para um arranjo linear simétrico com 10 elementos, para diferentes valores de ϕ_o , considerando-se $\sigma_\phi = 20^\circ$ e excitação polinomial.

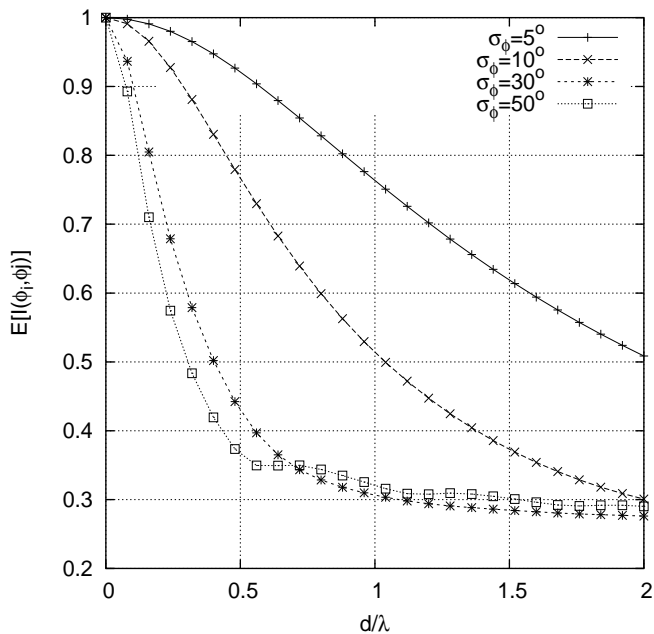


Fig. 3. Curvas de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ em função de d/λ para um arranjo linear simétrico com 10 elementos, para diferentes valores de σ_ϕ , considerando-se $\phi_o = 45^\circ$ e excitação binomial.

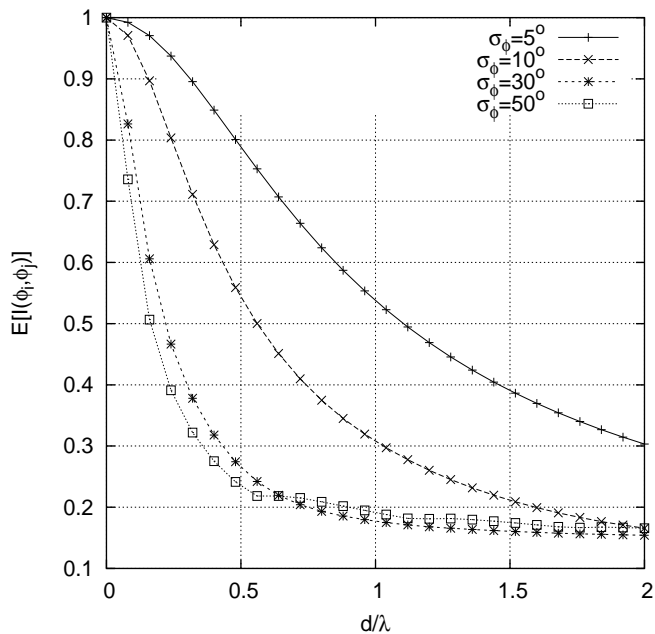


Fig. 5. Curvas de $E[I(\phi_i, \phi_j)]$ em função de d/λ para um arranjo linear simétrico com 10 elementos, para diferentes valores de σ_ϕ , considerando-se $\phi_o = 45^\circ$ e excitação polinomial.

curvas mostradas na Figuras 4 e 5. Entretanto, uma escolha inapropriada de algum parâmetro da distribuição gaussiana limitada ou do próprio arranjo linear pode levar a níveis de interferência mútua maiores que na situação em que a excitação binomial é usada. O nível de interferência depende também do espalhamento angular S_ϕ e da direção do componente direcional principal do canal ϕ_o .

V. CONCLUSÕES

O modelo de canal apresentado neste trabalho pode ser encontrado em algumas situações práticas, como áreas sub-urbanas, algumas áreas rurais ou mesmo em alguns centros urbanos. Em grandes áreas urbanas é geralmente coerente considerar um aglomerado de difusores se deslocando em volta do assinante a medida que ele se move de uma ponto a outro. Para deslocamentos sobre pequenas distâncias e com baixa velocidade, pode-se considerar que as características estatísticas do canal permanecem praticamente inalteradas. O nível de interferência mútua nesses modelos de canal pode ser maior que nos casos em que os ângulos de chegada são distribuídos em toda uma região circular em torno da estação radiobase, devido a maior proximidade desses ângulos de chegada. Este trabalho mostra que a escolha adequada dos parâmetros de projeto do arranjo e do posicionamento da antena da estação radiobase em relação ao grupo de difusores é que pode contribuir para uma diminuição nesses níveis de interferência.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico CNPq pelo apoio financeiro a este trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] Joseph C. Liberti and Theodore S. Rappaport. *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall, 1999.
- [2] Ayman F. Naguib and Arogyaswami Paulraj. Capacity Improvement with Base Station Antenna Arrays in Cellular CDMA. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(3):691–698, August 1994.
- [3] Wamberto. L. Queiroz, Fabricio G. S. Silva, and Marcelo S. Alencar. Use of a Symmetrical Linear Array Structure to Reduce Mutual Interference Between Users in a Circular Cell System. *Proceedings of IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference 2003 - IMOC2003, Foz do Iguaçu, Brazil*, September 2003.
- [4] Wamberto J. L. Queiroz, Fabricio S. Silva, and Marcelo S. Alencar. Analyse of Linear Array Configurations with Randomic Parameters. *Proceeding of International Telecommunications Symposium 2002 (ITS 2002), Natal-Brasil*, October 2002.
- [5] COST 231. *Digital mobile radio towards future generation systems, Final Report*. COST Telecom Scretariat, European Commission, Brussels, Belgium, 1999.
- [6] W. C. Y. Lee. Applying the Inteligent Cell Concept to PCS. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 43(3):672–679, August 1994.
- [7] B. Ottersten. Array Processing for Wireless Communications. *Proc. Workshop on Statistical and Array Processing, Corfu, Greece*, pages 466–473, June 1996.
- [8] Wamberto. L. Queiroz and Marcelo S. Alencar. Eigencanceler Study Applied to Local Scatter Channel Model. *Proceedings of IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference 2003 - IMOC2003, Foz do Iguaçu, Brazil*, September 2003.
- [9] Wamberto. L. Queiroz and Marcelo S. Alencar. Avaliação da Capacidade de um Sistema CDMA em um Modelo de Canal de Baixo —em Rank para Arranjos de Antena Circular e Linear. *Anais do XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT2003, Rio de Janeiro, Brasil*, Outubro 2003.
- [10] Bernard Sklar. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, pages 90–100, July 1997.
- [11] Josef Fuhl. *Smart Antennas for Second and Third Generation Mobile Communications Systems*. PhD thesis, Technische Universitat Wien, A-2803 Schwarzenbach, Eggenbuch 17, March 1997.
- [12] J. Salz and J. H. Winters. Effect of Fading Correlation on Adaptive Arrays in Digital Mobile Radio. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 43(4):1049–1057, November 1994.
- [13] Klein S. Gilhousen et all. On the Capacity of a Cellular CDMA System. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 40(2), May 1991.
- [14] Milton Abramowitz and Irene A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions*. Dover publications, Inc., New York, 1970.
- [15] Portugal Luiz M. Correia, Instituto Superior Técnico. *Wireless Flexible Personalised Communications, COST 259: European Co-operation in Mobile Radio Research*. John Wiley & Sons, 2001.
- [16] Constatine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 1997.