

# Avaliação da Capacidade de um Sistema CDMA em um Modelo de Canal de Baixo Rank para Arranjos de Antena Circular e Linear

Wamberto J. L. Queiroz, Marcelo Sampaio de Alencar e Fabricio Geronimo Simões Silva

**Resumo**—Este artigo apresenta uma avaliação do número de usuários ativos em um sistema de múltiplo acesso, como o CDMA, em um modelo de canal de baixo rank que leva em consideração o componente direcional do canal. Este modelo é comumente encontrado em subúrbios e áreas rurais em que a antena da estação radiobase é mais alta que a maioria dos difusores vizinhos. Nesses ambientes, os sinais do enlace de subida são refletidos e refratados por esses difusores fazendo com que os sinais cheguem na antena da estação radiobase dentro de um determinado intervalo angular e segundo uma determinada distribuição de probabilidade. O artigo analisa como esse modelo de canal juntamente com o tipo de arranjo de antena influenciam o número máximo de usuários que o sistema pode suportar quando é considerada a distribuição gaussiana para os ângulos de chegada.

**Palavras-Chave**— Arranjo linear. Arranjo circular. Modelo de baixo rank. Difusores locais

**Abstract**—This paper presents an evaluation of the number of active users in a multiple access system, like the CDMA, for a low rank channel model which considers the directional component of the signal. This feature is common when modeling transmission in suburbs and rural areas, where the radio-base antenna is higher than the neighboring diffusers. In that environment the link signal is reflected and refracted by those diffusers, which makes the incoming signals to reach the antenna from a certain angular interval, with a certain probability distribution. The paper examines how the type of array influences the maximum number of users in the system, for a Gaussian distribution of incoming angles.

**Keywords**—Linear array. Angular array. Low rank model. Local diffusers.

## I. INTRODUÇÃO

O desempenho de sistemas de múltiplo acesso como o CDMA é geralmente limitado pela interferência. Mesmo quando o número de usuários ativos no sistema é pequeno o nível de interferência é significativamente maior que o nível de ruído térmico, fazendo com que a relação sinal-interferência-ruído (SINR) fique limitada.

Tomando especificamente o enlace de subida do CDMA, sabe-se que seu alcance é limitado pela potência máxima que pode ser transmitida por cada unidade móvel e pelo número de usuários ativos. Na tentativa de melhorar a qualidade e aumentar o alcance desse enlace, alguns métodos de processamento de sinais têm sido propostos. Um desses métodos é

o processamento espacial dos sinais trafegantes por meio de arranjo de antenas e pela configuração adequada das células. Uma configuração celular adequada a um sistema celular CDMA, proposta em [1], é formada por uma célula circular de raio  $R$  cercada por 8 células de mesma área, como ilustrado na Figura 1.

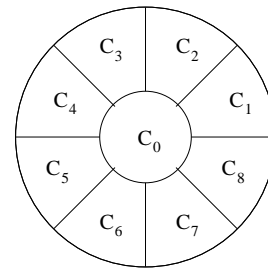


Fig. 1. Aglomerado celular com 8 células adjacentes.

Nesse modelo de aglomerado celular a interferência total observada na estação radiobase central, para um dos usuários da célula central  $C_0$ , é dada pela soma da interferência de todos os demais usuários internos à  $C_0$  mais a interferência causada pelos usuários das células vizinhas [1], [2]. Para se obter o medelamento matemático dessa potência de interferência total são feitas geralmente algumas considerações e simplificações que, embora facilitem o desenvolvimento matemático, são pouco coerentes do ponto de vista prático. Geralmente é assumido que o padrão de radiação da antena utilizada é ideal e não são levados em consideração efeitos causados por propagação em múltiplos percursos, efeitos causados por erros de ajuste dos coeficientes associados às estruturas de arranjo adaptativas ou mesmo os efeitos causados pela degradação do padrão de radiação em função da geometria do arranjo. Para levar em consideração alguns desses problemas é interessante avaliar a interferência no enlace de subida por meio de um outro método. Esse outro método leva em consideração o modelo vetorial de um canal com  $L_k$  componentes de múltiplos percursos e é tratado na próxima seção.

## II. DESENVOLVIMENTO

Para que se possa estudar o enlace de subida com base no modelo vetorial do canal é necessário primeiro caracterizar o canal de rádio matematicamente, de modo que o vetor de amostras de sinal recebido do  $k$ -ésimo usuário possa se escrito

como

$$\mathbf{u}_k(t) = \sum_{i=0}^{L_k-1} s_k(t - \tau_{k,i}) \alpha_{k,i} \mathbf{a}(\phi_{k,i}), \quad (1)$$

em que  $\alpha_{k,i}$ ,  $\tau_{k,i}$  e  $\mathbf{a}(\phi_{k,i})$  são respectivamente a amplitude complexa, o atraso de percurso e o vetor de direcionamento do  $k$ -ésimo usuário do sistema. O objetivo geral do projeto de um enlace desse tipo é atender ao maior número de usuários com a maior confiabilidade possível.

Considera-se neste trabalho o caso quase-estático, ou seja, o caso em que cada usuário se move devagar em relação à velocidade de processamento do sistema e que o deslocamento doppler é insignificante. Embora seja possível analisar um caso genérico de uma estrutura de receptor *rake* de múltiplos ramos, com  $L_k$  componentes de múltipercurso para cada usuário, é matematicamente mais conveniente estudar o caso em que cada usuário do sistema contribui com apenas um componente de múltipercurso [3]. Desse modo, pode-se dizer que a assinatura espacial para cada usuário  $k$  é simplesmente o vetor  $\mathbf{b}_k$  dado por

$$\mathbf{b}_k = \alpha_k \mathbf{a}(\phi_k). \quad (2)$$

Uma consideração importante neste ponto é assumir que existem muitos sinais de usuários ativos incidindo no arranjo de antenas na estação radiobase, de modo que o efeito combinado da interferência de múltiplo acesso possa ser modelado por um processo Gaussiano branco. Desse modo, o vetor de pesos ótimo,  $\mathbf{w}_k$ , obtido pela minimização do erro médio quadrático na saída do arranjo de antenas, usado para extrair a assinatura espacial  $\mathbf{b}_k$ , é proporcional à  $\mathbf{b}_k$  [3]. Esse vetor de pesos ótimo pode ser escrito sem perdas de generalidade como

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{b}_k}{\|\mathbf{b}_k\|}, \quad (3)$$

em que a norma de  $\mathbf{b}_k$ ,  $\|\mathbf{b}_k\|$ , é dada por  $\|\mathbf{b}_k\| = \sqrt{\mathbf{b}_k^H \mathbf{b}_k}$ . Desse modo, a potência total medida no receptor da estação base para cada usuário  $k = 0$  é dada por

$$\begin{aligned} P_0 &= \|\mathbf{w}_0^H \mathbf{b}_0\|^2 = \frac{|\mathbf{b}_0^H \mathbf{b}_0|}{\|\mathbf{b}_0\|} = \frac{|\mathbf{b}_0^H \mathbf{b}_0|^2}{\|\mathbf{b}_0\|^2} \\ &= \|\alpha_0 \mathbf{a}(\phi_0)\|^2 = |\alpha_0|^2 \mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{a}(\phi_0) \\ &= M |\alpha_0|^2. \end{aligned} \quad (4)$$

Supondo então que existam  $k$  usuários ativos no sistema, cujos sinais chegam simultaneamente no arranjo de antenas do receptor da estação base com vetor de pesos ótimo associado  $\mathbf{w}_0$ , tem-se que a potência total da interferência de múltiplo acesso é dada por

$$I_0 = \nu \sum_{k=1}^{K-1} |\mathbf{w}_0^H \mathbf{b}_k|^2, \quad (5)$$

em que  $\nu$  é o fator de atividade da voz. Como os vocoders utilizados no CDMA levam em consideração esse fator, há uma redução na interferência de múltiplo acesso de 50% a 60% em relação ao caso em que todos os usuários transmitem simultaneamente.

Baseado na geometria do arranjo de antenas e na distribuição dos usuários na área geográfica em torno da

estação radiobase, pode-se determinar o valor médio para o termo  $|\mathbf{w}_0^H \mathbf{b}_k|^2$ , denotado por  $\bar{I}_k$ . Esse desenvolvimento é feito a seguir para um modelo de canal com distribuição Gaussiana para os ângulos de chegada dos usuários, considerando-se as configurações de arranjo linear e circular.

Embora a distribuição uniforme seja admitida, por razões matemáticas, para os ângulos de chegada dos sinais ativos no sistema, sabe-se que dependendo da distribuição espacial dos difusores na célula estudada diferentes distribuições de probabilidade para o ângulo azimutal de chegada são propostas na literatura. Na referência [4], por exemplo, é proposta uma distribuição com forma cosenoidal enquanto em [5] é proposta a distribuição uniforme. Medições feitas nas células em que há distribuição uniforme dos difusores mostram que a distribuição Gaussiana é mais apropriada para modelar o ângulo azimutal de chegada dos sinais dos usuários. Nas referências [6] e [7] é proposta a função densidade de probabilidade (fdp)

$$p_\varphi(\varphi_l) = \frac{Q}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi^2}} e^{-\frac{(\varphi_l - \varphi)^2}{2\sigma_\phi^2}}, \quad -\frac{\pi}{2} + \varphi \leq \varphi_l \leq \frac{\pi}{2} + \varphi, \quad (6)$$

em que  $\sigma_\phi$  é o desvio padrão do espalhamento angular e  $Q$  é uma contante usada para tornar  $p_\varphi(\varphi_l)$  uma fdp. O desvio padrão está relacionado ao espalhamento angular pela expressão

$$S_\varphi = \sigma_\phi \sqrt{Q \operatorname{erf}\left(\frac{\pi}{\sqrt{8}\sigma_\phi}\right)}, \quad (7)$$

em que  $\operatorname{erf}(x)$  é a função erro definida em  $\mathbb{R}$ . Considerando inicialmente uma estrutura de arranjo linear com um número  $M$  de elementos igualmente separados por uma distância  $d$ , tem-se que o valor médio  $\bar{I}_0$  será dado por

$$\bar{I}_0 = E \left[ \nu \sum_{k=1}^{K-1} |\mathbf{w}_0^H \mathbf{b}_k|^2 \right] = \nu \sum_{k=1}^{K-1} \bar{I}_k, \quad (8)$$

em que

$$\bar{I}_k = E \left\{ |\mathbf{w}_0^H \mathbf{b}_k|^2 \right\} = \frac{|\alpha_k|^2}{M} E \left\{ |\mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{a}(\phi_k)|^2 \right\}. \quad (9)$$

Sabendo que as variáveis aleatórias  $\phi_k$  são identicamente independentes com distribuição Gaussiana, tem-se que o valor esperado no lado direito da Equação 9, assumindo uma estrutura de arranjo linear, pode ser denotado por  $\rho_{m,n}$  e escrito como

$$\rho_{m,n} = \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} E \left\{ e^{-j\beta d(n-m) \cos \phi_0} \right\} E \left\{ e^{j\beta d(n-m) \cos \phi_k} \right\}. \quad (10)$$

Usando a fdp dada na Equação 6, tem-se que

$$\rho_{m,n} = \frac{Q}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi^2}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\beta d(m-n) \cos \phi_k} e^{-\frac{(\phi_k - \phi)^2}{2\sigma_\phi^2}} d\phi_k. \quad (11)$$

Fazendo  $\rho_{m,n} = \Re\{\rho_{m,n}\} + j\Im\{\rho_{m,n}\}$  tem-se que

$$E \left\{ |\mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{a}(\phi_k)|^2 \right\} = \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\Re^2\{\rho_{m,n}\} + \Im^2\{\rho_{m,n}\}), \quad (12)$$

em que

$$\begin{aligned}\Im\{\rho_{n,m}\} &= Q \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k-1}(\beta d(m-n)) B(k, \varphi, \sigma_\phi) \\ \Re\{\rho_{n,m}\} &= Q \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k j_{2k}(\beta d(n-m)) A(k, \varphi, \sigma_\phi) \\ &\quad + J_0(\beta d(n-m)),\end{aligned}\quad (13)$$

as funções  $A(a, b, c)$  e  $B(a, b, c)$  são dadas respectivamente por

$$\begin{aligned}A(a, b, c) &= e^{-2a^2 c^2} (\cos(2ab) \mathcal{A}(2a, c) - \\ &\quad \sin(2ab) \mathcal{B}(2b, c)) \\ B(a, b, c) &= e^{-\frac{(2a-1)^2}{2} c^2} (\sin((2a-1)b) \mathcal{A}(2a-1, c) + \\ &\quad \cos((2a-1)b) \mathcal{B}(2a-1, c))\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}\mathcal{A}(a, b) &= \Re \left\{ \operatorname{erf} \left( \frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} - \\ &\quad \Re \left\{ \operatorname{erf} \left( -\frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} \\ \mathcal{B}(a, b) &= \Im \left\{ \operatorname{erf} \left( \frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} - \\ &\quad \Im \left\{ \operatorname{erf} \left( -\frac{\pi}{\sqrt{8b}} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\},\end{aligned}\quad (14)$$

em que  $\operatorname{erf}(a + jb)$  na Equação 14 é a função erro definida em  $\mathbb{C}$  e pode ser obtida a partir de

$$\operatorname{erf}(x) = 1 - e^{-x^2} w(jx). \quad (15)$$

A função  $w(x)$  é chamada de função densidade de probabilidade complexa e é definida por [8] como

$$w(x) = e^{-x^2} \left( 1 + \frac{2j}{\sqrt{\pi}} \int_{t=0}^x e^{t^2} dt \right). \quad (16)$$

Tem-se portanto que

$$\bar{I}_k = \frac{|\alpha_k|^2}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\Re^2\{\rho_{n,m}\} + \Im^2\{\rho_{n,m}\}), \quad (17)$$

em que o termo

$$G(M) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\Re^2\{\rho_{n,m}\} + \Im^2\{\rho_{n,m}\}) \quad (18)$$

pode ser visto como um ganho de interferência que incorpora tanto características do modelo do canal quanto da geometria do arranjo de antenas. A partir deste ponto pode-se obter uma expressão para a relação sinal-ruído-interferência que incorpore o ganho de interferência obtido na Equação 18, o fator de atividade de voz e o ganho de processamento  $N$  do sistema CDMA utilizado. A relação SINR de um determinado usuário é definida como a razão entre a potência  $P_0$  do sinal desse usuário, medida no receptor da estação radiobase, e a soma das potências de interferência dos demais usuários mais a potência do ruído aditivo. Ou seja,

$$\text{SINR} = \frac{P_0}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{K-1} P_k + \sigma_\eta^2}, \quad (19)$$

em que  $N$  é o fator de espalhamento ou ganho de processamento,  $P_0$  é a potência do sinal desejado na entrada do receptor na estação radiobase e  $P_k$  é a potência dos outros usuários. No caso específico desta seção a SINR pode ser escrita como

$$\begin{aligned}\text{SINR} &= \frac{\text{Pot. desejada}}{\text{Pot. interferente} + \text{Pot. do ruído}} \\ &= \frac{P_0}{\frac{I_0}{N} + \sigma_\phi^2} \\ &= \frac{M|\alpha_0|^2}{\frac{\nu}{N} G(M) \sum_{k=1}^{K-1} |\alpha_k|^2 + \sigma_n^2}.\end{aligned}\quad (20)$$

A partir deste ponto pode-se fazer algumas considerações que permitam expressar a SINR em termos de parâmetros como o fator de reuso  $f$  e o fator de carga  $\chi$ , dois parâmetros usuais na literatura sobre sistemas móveis e que são definidos respectivamente como:

- $f$  - razão entre a potência interferente de todos os usuários na célula e a potência interferente de todos os usuários do sistema
- $\chi$  - razão entre a potência recebida de todas as fontes de sinais e a mesma potência mais ruído

Fazendo a consideração usual que há controle perfeito de potência na célula do usuário desejado, que o número de usuários ativos nessa célula é  $K_0$  e que a potência interferente de outros usuários adjacentes é igual a  $I_a$ , tem-se que

$$\text{SINR} \approx \frac{MP_0}{\frac{1}{N}(\nu G(M)(K_0 - 1)P_0 + \nu G(M)I_a) + \sigma_\eta^2}. \quad (21)$$

Pela definição de fator de reuso, têm-se que

$$f = \frac{(K_0 - 1)\nu P_0}{\nu I_a + (K_0 - 1)\nu P_0}. \quad (22)$$

Isolando  $I_a$  na Equação 22 e substituindo na Equação 21 tem-se que

$$\text{SINR} \approx \frac{MP_0}{\frac{\nu P_0}{Nf}(K_0 - 1)G(M) + \sigma_\phi^2} \quad (23)$$

Pela definição de fator de carga, tem-se que

$$\chi = \frac{\nu(K_0 P_0 + I_a)}{\nu(K_0 P_0 + I_a) + N\sigma_\eta^2}, \quad (24)$$

de onde se tira que

$$N\sigma_\eta^2 = \nu P_0 \left( \frac{1-\chi}{\chi} \right) \left( 1 + \frac{K_0 - 1}{f} \right). \quad (25)$$

Substituindo esse resultado na Equação 21 tem-se que

$$\text{SINR} = \gamma = \frac{fNM/nu}{\left( \frac{1-\chi}{\chi} \right) (f + K_0 - 1) + G(M)(K_0 - 1)}, \quad (26)$$

de onde se tira que

$$K_0 = \frac{(1-f)(1-\chi) + \psi NM + \chi G(M)}{(1-\chi) + \chi G(M)}, \quad (27)$$

em que  $\psi = \frac{\chi f}{\nu \gamma}$ .

Para um valor particular de SINR,  $\gamma$ , o número máximo de usuários,  $K_m$ , que o sistema pode suportar ocorre quando

o fator de carga  $\chi \rightarrow 1$ . Desse modo tem-se que o número máximo de usuários pode ser tal que

$$K_m \leq \frac{NMf}{\nu\gamma G(M)} + 1. \quad (28)$$

Tem-se portanto uma forma de avaliação do número de usuários no sistema em função do fator de reuso, do ganho de processamento, do fator de atividade da voz, da estrutura do canal e da geometria da antena, sendo os dois últimos fatores englobados pela função  $G(M)$ , que embora tenha três outros parâmetros, é escrita em função só de  $M$  por questões de simplicidade de notação.

No desenvolvimento acima foi considerado um arranjo linear com um número  $M$  de elementos igualmente espaçados por uma distância  $d$ . A partir deste ponto o ganho de interferência será obtido considerando-se uma estrutura de arranjo circular com raio  $a$  e um número  $M$  de elementos igualmente espaçados. Considerando-se que os ângulos de chegada dos sinais que alcançam o arranjo têm distribuição Gaussiana, tem-se que as partes real e imaginária da função de correlação espacial podem ser escritas como

$$\begin{aligned} \Im\{\rho_{m,n}\} &= Q \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k-1}(\beta a C_{m,n}) B(k, \varphi, \sigma_\phi, \theta_{m,n}) \\ \Re\{\rho_{m,n}\} &= Q \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\beta a C_{m,n}) A(k, \varphi, \sigma_\phi, \theta_{m,n}) + \\ &\quad J_0(\beta a C_{m,n}), \end{aligned} \quad (29)$$

em que as funções  $A(a, b, c, d)$  e  $B(a, b, c, d)$  são ligeiramente diferentes das funções obtidas nas Equações II e são dadas por

$$\begin{aligned} A(a, b, c, d) &= e^{-2a^2 c^2} (\cos(2a(b-d))\mathcal{A}(2a, c) \\ &\quad - \text{sen}(2a(b-d))\mathcal{B}(2a, c)) \\ B(a, b, c, d) &= e^{-\frac{(2a-1)^2}{2} c^2} (\cos((2a-1)(b-d))\mathcal{A}(2a-1, c) \\ &\quad - \text{sen}((2a-1)(b-d))\mathcal{B}(2a-1, c)), \end{aligned} \quad (30)$$

em que as funções  $\mathcal{A}(a, b)$  e  $\mathcal{B}(a, b)$  são dadas nas Equações 14. Os termos  $\theta_{m,n}$  e  $C_{m,n}$  são dados respectivamente por

$$\theta_{m,n} = \text{tg}^{-1} \left( \frac{\text{sen}\theta_m - \text{sen}\theta_n}{\cos\theta_m - \cos\theta_n} \right) \quad (31)$$

e

$$C_{m,n} = \sqrt{2(1 - \cos(\theta_m - \theta_n))}, \quad (32)$$

em que  $\theta_m = 2\pi \left( \frac{m}{M} \right)$  define a posição dos elementos do arranjo circular de raio  $a$  com um número  $M$  de elementos, como mostrado na Figura 2

Tendo-se obtido o resultado da Equação 29, pode-se facilmente calcular o ganho de interferência  $G(M)$  dado na Equação 18. Como pôde ser visto, a diferença entre os resultados obtidos para as funções de correlação espacial mostradas nas Equações 13 e 29 decorre apenas das características geométricas dos arranjos de antenas utilizados, já que foi utilizada apenas a distribuição gaussiana para a modelagem dos ângulos de chegada dos sinais trafegantes nos arranjos.

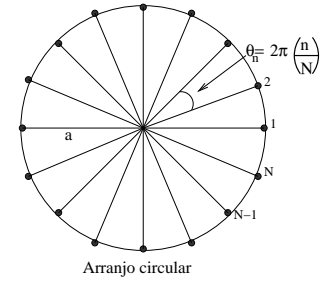


Fig. 2. Estrutura de uma arranjo circular de  $M$  elementos e raio  $a$ .

### III. RESULTADOS

Os resultados obtidos nesta seção foram calculados para valores típicos dos parâmetros utilizados no desenvolvimento das equações presentes no texto. Valores típicos, por exemplo, do fator de carga  $\chi$  estão entre 0.5 e 0.75 [3]. O fator de reuso  $f$  depende do expoente da função *perdas de percurso* e em ambientes móveis práticos varia de 3 a 5. Fazendo esse expoente igual a 4 o fator de reuso  $f$  passa a ser 0.694. Usando um fator de atividade de voz  $\nu = 0.6$  e um ganho de processamento  $N = 128$ , o número de usuários  $K_0$  suportado no modelo mostrado na Figura 1 passa a depender apenas de  $\chi$ ,  $\gamma$ ,  $M$  e  $G(M)$ . Antes, porém, de mostrar os valores de  $K_0$  é interessante ver o comportamento de  $G(M)$  em função de alguns parâmetros do canal e dos arranjos de antenas utilizados. As Figuras 3 e 4 mostram  $G(M)$  em função da direção do *cluster* de sinais refletidos  $\varphi$ , para diferentes valores de desvio padrão angular  $\sigma_\phi$ , considerando-se um arranjo linear com  $M = 6$  e  $M = 10$  elementos.

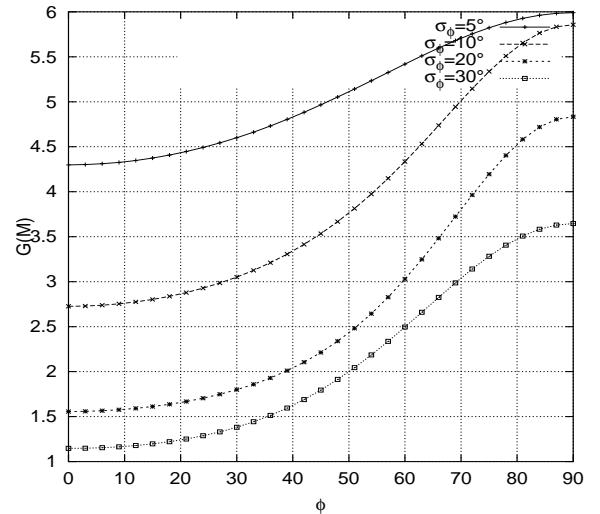


Fig. 3. Ganho de interferência em função da direção do *cluster* de sinais refletidos  $\varphi$  em um arranjo linear com  $M = 6$  elementos e  $d = \lambda/2$ .

Como pode-se ver pelas Figuras 3 e 4,  $G(M)$  aumenta com  $\varphi$ . Na Figura 5 é mostrado o comportamento de  $G(M)$  em função do  $\sigma_\phi$  para diferentes valores de  $\varphi$ .

Para que se possa avaliar adequadamente  $K_0$  em função de  $G(M)$  é interessante ainda mostrar  $G(M)$  em função de  $d/\lambda$ , como na Figura 6.

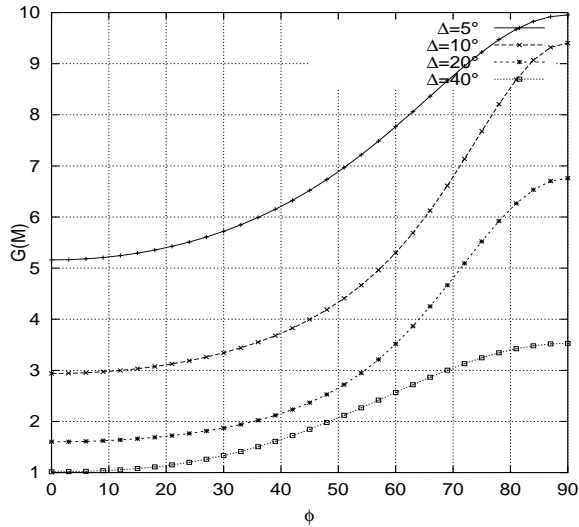


Fig. 4. Ganho de interferência em função da direção do *cluster* de sinais refletidos  $\varphi$  em um arranjo linear com  $M = 10$  elementos e  $d = \lambda/2$ .

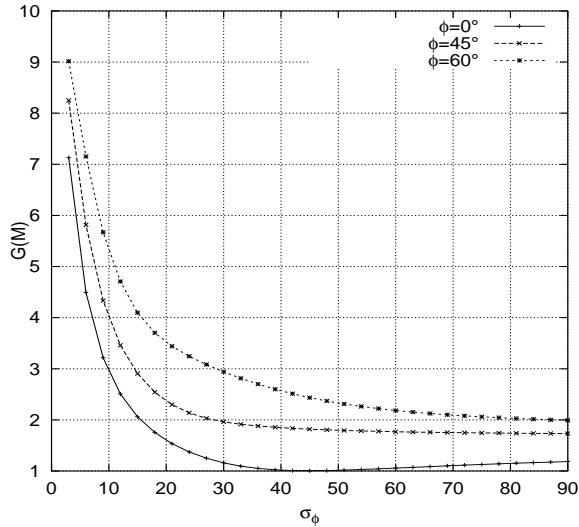


Fig. 5. Ganho de interferência em função do desvio padrão angular  $\sigma_\phi$  em um arranjo linear com  $M = 10$  elementos e  $d = \lambda/2$ .

Tendo-se mostrado o comportamento de  $G(M)$  graficamente, pode-se, a partir desses gráficos, tomar alguns valores específicos de  $G(M)$  e calcular os valores de  $K_0$ , como ilustrado na Tabela I, na qual foi assumido  $\chi = 0.75$ . Os valores de  $K_0$  neste caso foram calculados usando-se a Equação 27.

Como citado anteriormente, o número máximo de usuários,  $K_m$ , que o sistema pode suportar ocorre quando o fator de carga  $\chi \rightarrow 1$ . Esses valores arredondados são mostrados na Tabela II

Devido à simetria radial do arranjo circular uniforme, a função  $G(M)$  torna-se mais invariante à direção do *cluster* de sinais refletidos pelos difusores do canal. O comportamento de  $G(M)$  em função de  $a/\lambda$  e de  $\sigma_\phi$  é mostrado nas Figuras 7 e 8.

A partir das Figuras 7 e 8 pode-se usar o mesmo procedimento usado para o cálculo dos valores das Tabelas I e II para

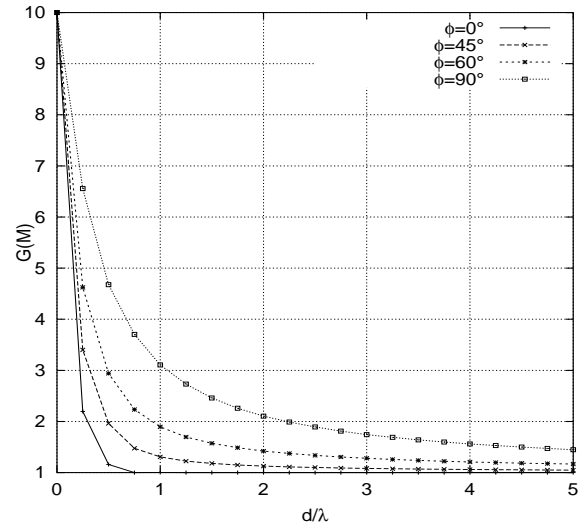


Fig. 6. Ganho de interferência em função de  $d/\lambda$  em um arranjo linear com  $M = 10$  elementos e  $\sigma_\phi = 30^\circ$ , para diferentes valores de  $\varphi$ .

TABELA I

NÚMERO DE USUÁRIOS EM UM MODELO DE CANAL BAIXO RANK, EM UM SISTEMA CELULAR CIRCULAR COM UMA ÚNICA CAMADA DE CÉLULAS ADJACENTES E COM ARRANJO LINEAR NA ESTAÇÃO RADIOBASE DE CADA CÉLULA.

$K_0$	$\gamma$							
	8dB				10dB			
	$\varphi$		$\varphi$		$\varphi$		$\varphi$	
	21°	45°	21°	45°	21°	45°	21°	45°
$\sigma_\phi$		$\sigma_\phi$		$\sigma_\phi$		$\sigma_\phi$		
10°	20°	10°	20°	10°	20°	10°	20°	
M=6	44	70	37	56	28	45	23	35
M=10	68	115	55	87	43	72	35	55

obter os valores de  $k_m$  para o arranjo circular. Esses valores são mostrados na Tabela III

Como se pode perceber na Tabela III, o número máximo de usuários que pode ser atendido depende principalmente de fatores como o raio do arranjo, a direção do *cluster* de sinais refletidos  $\varphi$  e do desvio padrão angular  $\sigma_\phi$ . A escolha adequada desses parâmetros é que faz com que esse limitante aumente ou diminua.

#### IV. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi analisado o efeito do uso de arranjos de antenas lineares e circulares em um modelo de sistema celular circular com uma camada de células adjacentes, usando-se um modelo de canal de baixo rank. O ângulo de chegada dos sinais na antena da estação radiobase foi modelado por uma distribuição Gaussiana e pôde-se perceber que, dependendo dos parâmetros desse modelo e da geometria do arranjo de antenas, um número maior ou menor de usuários pode estar ativo nas células para uma determinada SINR.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao Conselho Nacional de Desenvolvimento e Pesquisa (CNPq) pelo suporte financeiro a este trabalho.

TABELA II

NÚMERO MÁXIMO DE USUÁRIOS EM UM MODELO DE CANAL BAIXO RANK, EM UM SISTEMA CELULAR CIRCULAR COM UMA ÚNICA CAMADA DE CÉLULAS ADJACENTES E COM ARRANJO LINEAR NA ESTAÇÃO RADIOBASE DE CADA CÉLULA.

$K_m$ $\chi = 1.00$	$\gamma$							
	8dB				10dB			
	$\varphi$				$\varphi$			
	21°		60°		21°		60°	
	$\sigma_\phi$		$\sigma_\phi$		$\sigma_\phi$		$\sigma_\phi$	
	10°	20°	10°	20°	10°	20°	10°	20°
M=6	49	85	33	47	31	54	21	30
M=10	75	90	45	67	48	87	28	43

TABELA III

NÚMERO MÁXIMO DE USUÁRIOS EM UM MODELO DE CANAL BAIXO RANK, EM UM SISTEMA CELULAR CIRCULAR COM UMA ÚNICA CAMADA DE CÉLULAS ADJACENTES E COM ARRANJO CIRCULAR NA ESTAÇÃO RADIOBASE DE CADA CÉLULA.

$K_m$	$\gamma$							
	8dB				10dB			
	$\varphi$				$\varphi$			
	45°		60°		45°		60°	
	$\sigma_\phi$				$\sigma_\phi$			
	10°	30°	10°	30°	10°	30°	10°	30°
$a = \lambda$	45	95	46	95	29	60	29	60
$a = 2\lambda$	74	125	75	127	47	80	47	80
$a = 3\lambda$	93	132	96	141	59	90	61	90

REFERÊNCIAS

- [1] M. G. Jansen et al. Capacity, Through and Delay Analysis of a Cellular DS CDMA System with Imperfect Power Control and Imperfect Sectorization. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, February 1995.
- [2] Zheng Zhaohui, Hu Saigui, and Hu Jiandong. Capacity Improvement with Base Station Antenna Arrays in Cellular CDMA. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pages 1303–1306, May 1996.
- [3] Joseph C. Liberti and Theodore S. Rappaport. *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall, 1999.
- [4] W. C. Y. Lee. Effects on Correlation Between Two Mobile Radio Base Station Antennas. *Proc. IEEE Trans. on Communications*, 21(11):1214–1224, November 1973.
- [5] 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.
- [6] F. Adachi, M. T. Feeney, A. G. Williamson, and J. D. Parsons. Cross-correlation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station site. *IEE Proceedings*, 133(6):506–512, October 1986.
- [7] T. Trump and B. Ottersten. *Estimation of nominal direction of arrival and angular spread using an array of sensors*. Signal Processing, Elsevier, 1996.
- [8] Milton Abramowitz and Irene A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions*. Dover publications, Inc., New York, 1970.

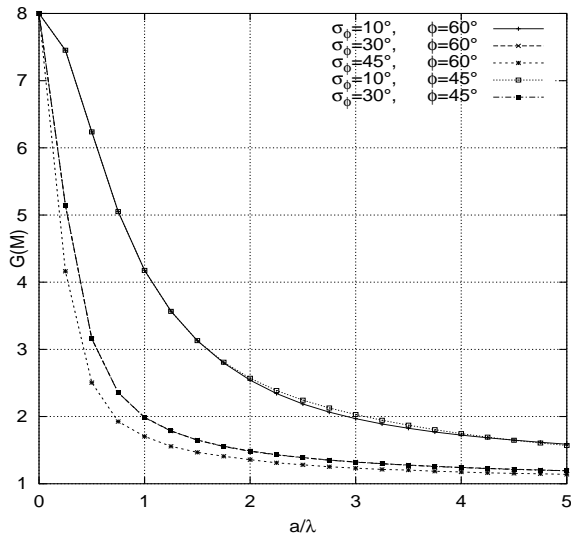


Fig. 7. Ganho de interferência em função de  $a/\lambda$  em um arranjo circular com  $M = 8$  elementos para diferentes valores de  $\varphi$  e  $\sigma_\phi$ .

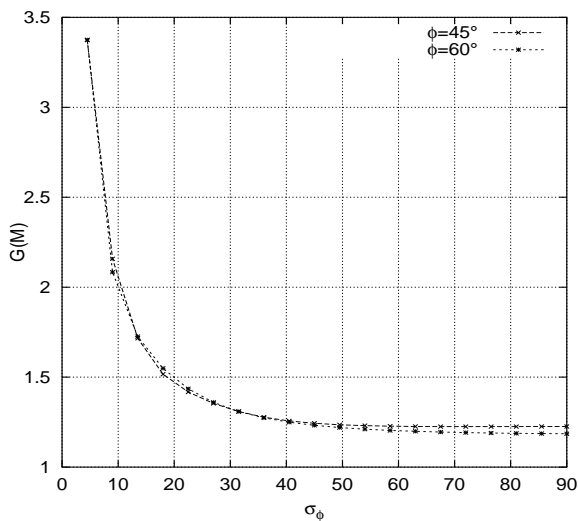


Fig. 8. Ganho de interferência em função de  $\sigma_\phi$  em um arranjo circular com  $M = 8$  elementos e  $a = 3\lambda$ , para diferentes valores de  $\varphi$ .