

ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DOS PROTOCOLOS CDMA/PRMA E CDMA/ALOHA COM RECEPTOR CONVENCIONAL E COM RECEPTOR DE DETECÇÃO CONJUNTA DESCORRELACIONADORA

ROGER PIERRE FABRIS HOEFEL
 Faculdade de Informática – PUC-RS
 Av. Ipiranga, 6681 – Prédio 16 – POA/RS
 rogerhoefel@uol.com.br

CELSO de ALMEIDA
 DECOM - FEEC - UNICAMP
 CP 6.101 - Campinas - SP - Brasil - 13081-970
 celso@decom.fee.unicamp.br

RESUMO

O foco principal deste artigo é a investigação do desempenho dos protocolos CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA [1], utilizados para transmissão de pacotes no enlace reverso de sistemas celulares, ao se utilizar um receptor de detecção conjunta descorrelacionadora. São estudados sistemas com controle de potência perfeito e imperfeito. Considerando desvanecimento plano Nakagami-m, investiga-se também o desempenho destes protocolos quando da utilização de múltiplas antenas com combinação por razão máxima e receptores de detecção conjunta.

1. INTRODUÇÃO

Sistemas celulares com interface do ar DS-CDMA (*Direct Sequence Code Division Multiple Access*) empregam três tipos de controle de potência: de malha aberta, de malha fechada e do laço externo [2, p. 45, p. 75]. É extremamente complexa, devido a falta de correlação do desvanecimento rápido observado nos enlaces direto e reverso, a implementação integrada desses algoritmos ao se utilizar transmissão descontínua no modo FDD (*Frequency Division Duplex*). Sendo este um dos principais fatores que levam à implementação dos protocolos de múltiplo acesso híbridos TD-CDMA no modo TDD (*Time Division Duplex*). Estes sistemas utilizam a estrutura de quadros dos sistemas TDMA (*Time Division Multiple Access*), permitindo, porém, que distintos usuários possam acessar simultaneamente um slot por meio da técnica DS- *Spread Spectrum*.

Sistemas de terceira geração consideram a implementação de receptores com detecção conjunta dos usuários (MUD do inglês *Multisuser Detection*) [2, p. 72]-[3]. Considerando sistemas com receptores convencionais (*SUD* do inglês *Single User Detection*) em distintas condições operacionais, resultados obtidos via simulação [1] e numericamente estimados [4-5] têm demonstrado o desempenho superior do protocolo conjunto CDMA/Package Reservation Multiple Access (PRMA) em relação ao protocolo Slotted CDMA/ALOHA. Neste último, as estações móveis (EMs) acessam o canal (*time slot*) tão logo tenham pacotes a transmitir.

CDMA/PRMA é um protocolo de múltiplo acesso híbrido (aplica os conceitos de multiplexação no tempo, por código e de alocação de recursos por meio de reserva) com o propósito de multiplexar pacotes de voz, dados e vídeo no enlace reverso de sistemas celulares. O acesso controlado ao canal do protocolo CDMA/PRMA permite a redução da variação da carga instantânea do canal e, consequentemente, redução da interferência de múltiplo acesso (IMA). Isto, em conjunto com a multiplexação estatística dos recursos disponíveis, permite que

uma maior capacidade seja obtida. Ao obter uma reserva, as EMs obtêm recursos (um código em um dado slot) para transmitir todos os pacotes que constituem o surto corrente de atividade de voz. Ao passar para o estado de silêncio, as EMs liberam os recursos empregados, para disputá-los novamente quando da chegada de um novo surto de atividade de voz. As probabilidades de permissão de acesso, utilizadas pelas EMs que estão buscando o acesso ao canal para obtenção de uma reserva, são obtidas pelo critério a-posteriori implementável proposto em [5]. Neste artigo, considera-se unicamente tráfego de voz.

O MUD descorrelacionador é descrito na Seção 2. Na Seção 3 são apresentadas e comparadas duas modelagens para o controle de potência (CP) imperfeito. A investigação do desempenho do protocolo CDMA/PRMA com códigos convolucionais é efetuada na Seção 4. As Seções 3 e 4, além de apresentarem resultados originais, fornecem subsídios para que na Seção 5 seja comparado o desempenho dos protocolos CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA equipados com MUD-D em canais com CP imperfeito e com desvanecimento plano Nakagami-m.

2. MUD DESCORRELACIONADOR

É empregado um modelo de canal na banda básica, denominado de canal CDMA síncrono para K usuários, no qual o sinal recebido consiste na soma de K formas de onda de assinatura síncronas complexas superpostas ao ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*), i.e.,

$$y(t) = \sum_{k=1}^K A_k e^{j\theta_k} b_k s_k(t) + n(t), \quad t \in [0, T] \quad (1)$$

onde T é período de símbolo; $b_k \in \{-1, +1\}$ é o bit transmitido pelo k-ésimo usuário; A_k e θ_k é a envoltória e a fase, respectivamente, do sinal recebido devido ao k-ésimo usuário; $n(t)$ denota o ruído Gaussiano complexo onde as componentes em fase e em quadratura tem média nula e desvio padrão σ ; $s_k(t)$ é a envoltória complexa da assinatura do k-ésimo usuário

$$s_k(t) = C_N \sum_{i=1}^N \left[(2c_{f_{k,i}} - 1) + j(2c_{q_{k,i}} - 1) \right] p_{T_c}(t - (i-1)T_c) \quad (2)$$

onde p_{T_c} é uma forma de onda de chip determinística (assumida retangular neste artigo), T_c é o período de chip, N é número de chips por bit e c_{f_k} e c_{q_k} são as seqüências de espalhamento unipolares em fase e em quadratura, respectivamente, que particularizam o k-ésimo usuário. Nota-se que a forma de onda de assinatura é normalizada (através da constante C_N) para ter

energia unitária, ou seja, $\|s_k\|^2 = 1$. Finalmente, observa-se que a envoltória do AWGN $n(t)$ tem densidade espectral de potência bilateral $N_0 = 1/2E[n^*(t)n(t)] = \sigma^2$.

Considera-se a utilização de um banco de filtros casados para converter a forma de onda contínua recebida em um processo discreto, ou seja, [6, p.56]

$$y_k = \langle y, s_k \rangle = \int_0^T y(t) s_k^*(t) dt = A_k e^{j\theta_k} b_k + \sum_{j \neq k} A_j e^{j\theta_j} b_j \rho_{kj} + n_k \quad (3)$$

onde * denota conjugado complexo. A correlação cruzada entre as assinaturas $s_k(t)$ e $s_j(t)$ e a componente de ruído térmico são fornecidas, respectivamente, por

$$\rho_{kj} = \int_0^T s_k^*(t) s_j(t) dt \quad (4)$$

$$n_k = \int_0^T s_k^*(t) n(t) dt \quad (5)$$

Na forma vetorial, a Eq. (3) pode ser expressa por¹:

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (6)$$

onde \mathbf{R} é uma matriz Hermitiana complexa, positiva definida, de correlações cruzadas normalizadas (cujo elemento (k,j) é $R_{kj} = \rho_{kj}$),

$$\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_K]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_K]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}[A_1 e^{j\theta_1}, \dots, A_K e^{j\theta_K}]^T \quad (9)$$

e \mathbf{n} um vetor Gaussiano complexo com componentes real e imaginária independentes, média nula e matriz de covariância dada por

$$\text{Cov}[\mathbf{n}] \equiv 0,5E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma^2 \mathbf{R} \quad (10)$$

onde o sobrescrito H denota transposição complexa conjugada. Convencionalmente, sistemas DS-CDMA utilizam receptores SUD, onde o bit transmitido pelo k-ésimo usuário é coerentemente estimado através de

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left[\Re \left\{ \left(\mathbf{y} \right)_k e^{-j\theta_k} \right\} \right] = \text{sgn} \left[\Re \left\{ \left(\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \right)_k e^{-j\theta_k} \right\} \right] \quad (11)$$

onde $\text{sgn}(\cdot)$ é a função sinal, $\Re(z)$ a parte real do número complexo z ; o número $(\mathbf{y})_k$ denota a k-ésima componente do vetor \mathbf{y} . Utilizando-se o conceito de valor médio como uma variável aleatória (VA) [7, p.162-172], a taxa de erro de bit (BER do inglês *Bit Error Rate*) “instantânea” pode ser aproximada por

$$P_{e,k} = Q \left(\sqrt{E[\text{RSI}_k / P_1 \dots P_K]} \right) \quad (12)$$

onde $Q(x)$ denota a função Gaussiana-Q. Utilizando-se códigos aleatórios em um canal AWGN limitado por interferência, então a razão sinal-interferência (RSI) em um canal síncrono pode ser expressa por

$$E[\text{RSI}_k / P_1 \dots P_K] = \frac{NP_k}{\sum_{j=1, j \neq k}^K P_j} \quad (13)$$

¹ Vetores e matrizes são denotados por letras minúsculas e maiúsculas, respectivamente, em negrito.

onde P_k é a potência recebida devida ao k-ésimo usuário [8]. A RSI, quando os $(K-1)$ sinais interferentes possuem atrasos e fases aleatórias (canal assíncrono), é ainda fornecida por (13), porém substituindo-se N por $3N$ [8].

Retomando o receptor MUD-D e supondo que a matriz de correlações cruzadas seja passível de ser invertida, então é possível demodular coerentemente o bit transmitido pelo k-ésimo usuário através da seguinte relação [6, p. 234]

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left[\Re \left\{ \left(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{y} \right)_k e^{-j\theta_k} \right\} \right] = \text{sgn} \left[\Re \left\{ \left(\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \right)_k e^{-j\theta_k} \right\} \right] \quad (14)$$

Analisando-se cuidadosamente a expressão acima verifica-se que a VA real utilizada para decisão possui somente duas componentes: uma devida ao sinal do usuário k , que é igual a $A_k b_k$, e outra devido ao ruído térmico, que é uma VA Gaussiana com média nula e variância dada pela parte real da componente kk da matriz de covariância:

$$\text{Cov} \left[\Re \left\{ \left(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \right)_k \right\} \right] \equiv 0,5E \left[\Re \left\{ \left(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \right) \left(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \right)^H \right\} \right] = \sigma^2 \mathbf{R}^{-1} \quad (15)$$

Assim, verifica-se imediatamente que a BER para o k-ésimo usuário é dada por

$$P_{e,k} = Q \left(\frac{A_k}{\sigma \sqrt{(\mathbf{R}^{-1})_{kk}}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b,k}}{N_0 (\mathbf{R}^{-1})_{kk}}} \right) \quad (16)$$

onde $E_{b,k} \equiv 0,5A_k^2$ é a energia de bit do k-ésimo usuário.

Quando da utilização de um código corretor de erros de bloco linear e decodificação abrupta, a probabilidade de um pacote ser recebido com sucesso é dada por

$$Q_E = \sum_{i=0}^L \binom{L}{i} (P_e)^i (1-P_e)^{L-i} \quad (17)$$

onde L é o tamanho da palavra código, t é a capacidade de correção do código e P_e é a BER do canal sem codificação. Subjacente a esta modelagem está a utilização do modelo do canal binário simétrico (BSC do inglês *Binary Symmetric Channel*). Este emprego é justificado pela aplicação do teorema do espaço de momentos [8] de tal forma que a utilização do BSC conduz a um limitante superior do desempenho na região de operação nominal do protocolo.

3. INTERFERÊNCIA MODELADA COMO UMA DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PLANA

Quando da utilização de algoritmos de controle de potência (CP) implementáveis, resultados experimentais indicam que a potência na saída de uma estrutura de recepção do tipo MRC (do inglês *Maximum Ratio Combining*) é uma VA log-normal (LN), com média dada pela potência nominal desejada P_0 e desvio padrão σ_{pc} entre 1 e 2,5 decibéis [9]. Basicamente, existe na literatura duas abordagens para a modelagem da interferência gerada pelos usuários controlados pela célula alvo: (i) interferência modelada como uma soma de VAs do tipo LN [10-11]. Neste caso, basta modelar P_i ($i=1, \dots, K$) em (13) como uma VA LN; (ii) interferência modelada como uma densidade espectral de potência plana [9]. Esta modelagem também é contemplada em

(13) ao se tomar o valor médio do denominador (interferência), enquanto que a potência do usuário alvo é uma VALN.

Analisando-se a Tab. 1, pode-se concluir que para $\sigma_{pc} < 2$ dB a utilização do valor médio na modelagem da interferência interna conduz a resultados bastante semelhantes aos obtidos com a modelagem da interferência por meio de uma soma de VAs LN. Contudo, esta modelagem é levemente otimista quando a potência recebida apresenta uma maior variação em torno de seu valor médio. Verifica-se também que a quebra da memória do canal, causada pelo entrelaçamento entre quadros (EE), aumenta a efetividade do CP nos sistemas que empregam código corretor de erros. A “lei dos ganhos diminutos” é observada ao se comparar os incrementos na capacidade obtidos com entrelaçamento de 2 e 3 quadros (vide nota de rodapé 3). Nota-se que em um sistema pedestre TD/CDMA com slots de pequena duração, a potência recebida em cada slot é essencialmente constante. Assim, o entrelaçamento restrito ao slot pode não ser efetivo. Observa-se que, para sistemas DS-CDMA com códigos aleatórios e receptores SUD, a modelagem síncrona do canal pode ser “visualizada” como uma diminuição do ganho de processamento em relação ao observado no canal assíncrono. Contudo, a capacidade do protocolo CDMA/PRMA não é uma função linear com coeficiente angular unitário em relação ao ganho de processamento. Isto é facilmente explicável ao se verificar que a probabilidade de sucesso na decodificação dos pacotes (Eq. 17) é uma função não-linear com relação a P_e (Eq. 12).

Tab. 1: Efeitos do CP imperfeito na capacidade (número de EMs por célula omnidirecional para um taxa de perda de pacotes, P_{perda} , de 1%) do protocolo CDMA/PRMA com receptor SUD. Sistema unicelular com modelagem síncrona e assíncrona, onde a IMA é modelada como uma densidade espectral de potência plana (1ª linha) ou como uma soma de VAs (2ª linha)². Cada linha também mostra resultados com EE (profundidade de 2 quadros), e sem EE, nesta ordem. *Configuração:* N=16 ou 32; período do quadro $T_q=10$ ms; número de slots por quadro $N_{slots}=10$ slots; atraso máximo dos pacotes de voz $D=20$ slots; código corretor de erros BCH(L=255,k=115,t=21).

Canal	Síncrono		Assíncrono ³	
	N=16	N=32	N=16	N=32
σ_{cp} , dB				
0	129 (129)	273 (273)	410 (410)	820 (820)
1	106 (104)	223 (204)	339 (300)	672 (601)
	105 (100)	223 (202)	335 (302)	666 (596)
2	77 (62)	151 (122)	221 (175)	438 (345)
	64 (57)	144 (111)	214 (167)	430 (338)
3	42 (39)	87 (67)	128 (95)	246 (185)
	38 (20)	79 (57)	117 (80)	237 (168)

4. DESEMPENHO DOS PROTOCOLOS CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA COM CÓDIGOS CONVOLUCIONAIS

² Note que ambas abordagens conduzem aos mesmos resultados no caso de controle ideal de potência.

³ Modelando a IMA como uma soma de VAs e empregando EE com profundidade de três quadros, a capacidade obtida ao se utilizar um ganho de processamento de 16 (32) é: 350 (699), 240 (483) e 143 (288) para $\sigma_{pc}=1, 2$ e 3 dB, respectivamente.

No canal de tráfego do enlace direto, a norma IS-95 especifica a utilização de um código convolucional com os seguintes parâmetros [12, p. 200]: taxa do código $r_d=k/n=1/2$; restrição de comprimento $K_d=9$; seqüência geradora $g_1=(561)_{octal}$ e $g_2=(753)_{octal}$. A função transferência desse código, ao se utilizar os dados tabulados em [13], é fornecida por

$$T_{dir}(D) = 11D^{12} + 50D^{14} + 286D^{16} + 1630D^{18} + 9639D^{20} + 55152D^{22} + 320782D^{24} + \dots \quad (18)$$

O código convolucional do canal de tráfego do enlace reverso possui as seguintes características [12, p. 65]: $r_r=1/3$; $K_r=9$; seqüência geradora $g_1=(557)_{octal}$, $g_2=(663)_{octal}$ e $g_3=(772)_{octal}$. Logo, sua função de transferência é dada por

$$T_{rev}(D) = 5D^{18} + 7D^{20} + 36D^{22} + 85D^{24} + 204D^{26} + 636D^{28} + 1927D^{30} + 5416D^{32} + \dots \quad (19)$$

Os resultados a seguir consideram a utilização de um decodificador de Viterbi com decisão abrupta. A probabilidade de escolher um caminho incorreto na treliça para segmentos a uma distância de Hamming d do caminho correto é fornecida por

$$P_d = \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} p^{d/2} (1-p)^{d/2} + \sum_{k=d/2+1}^d \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k} \quad (20)$$

onde p é a probabilidade de transição do canal binário simétrico e d é um número inteiro positivo par [14, p. 247]

Utilizando-se o limitante da união em (19) e (20), verifica-se imediatamente que a probabilidade de primeiro evento para o enlace reverso é limitada superiormente por

$$P_{e,rev} < 5P_{18} + 7P_{20} + 36P_{22} + 85P_{24} + 204P_{26} + \dots \quad (21)$$

A probabilidade de primeiro evento para o enlace direto, $P_{e,dir}$, pode ser analogamente obtida ao se utilizar (18). Os efeitos que a simplificação da modelagem exercem na diminuição da demanda computacional, bem como na confiabilidade dos resultados obtidos, se constitui uma preocupação recorrente dos projetistas de simuladores de sistemas de comunicação. Com este intuito, esta Seção também apresenta resultados obtidos ao se utilizar um limitante superior para a probabilidade do caminho incorreto na treliça ser escolhido [14, p. 96-102, p. 247], ou seja,

$$P_d < [4p(1-p)]^{d/2} \quad (22)$$

Postulando que os erros na entrada e no interior do decodificador de Viterbi são independentes, então verifica-se que o limitante superior da probabilidade de um pacote ser recebido com sucesso é fornecido por [15]

$$Q_{conv} < (1 - nP_e) \quad (23)$$

onde P_e é a probabilidade do primeiro evento e n é o tamanho do segmento codificado. Supondo que a interferência de múltiplo acesso faz com que os erros no interior do decodificador sejam dependentes, então Pursley e Taipale demonstraram que o limitante superior da probabilidade de um pacote ser recebido com sucesso, ao se utilizar um decodificador de Viterbi com decisão abrupta, é dado por [15, eq. 3.29]

$$Q_{conv} < (1 - P_e)^n \quad (24)$$

Nos resultados mostrados na Tab. 1, foi utilizado um código de bloco BCH(255,115,21), e decodificação abrupta. A fim de

comparar estes resultados com os obtidos com o uso de códigos convolucionais com decodificador de Viterbi com decisão abrupta, é mantido o mesmo número de bits de informação e, aproximadamente, a mesma taxa de chips. Portanto, no sistema que utiliza o mesmo código do enlace direto da IS-95 são transmitidos em cada slot pacotes com 230 bits e ganho de processamento de 18. Já para o sistema que utiliza o mesmo código do enlace reverso da IS-95, o pacote tem comprimento de 345 bits, o que acarreta um ganho de processamento de 12 ao se incrementar a taxa de chips de 8,160 Mcps (16x 255/0,5 ms) para 8,28 Mcps (12x345/0,5 ms).

Utilizando-se a configuração da Tab.1 em um canal assíncrono com CP ideal, o protocolo CDMA/ALOHA suporta 315 e 247 usuários de voz para uma perda de pacotes de ~0,1 e 1%, respectivamente. Nota-se que o protocolo CDMA/PRMA admite 345 usuários de voz para uma perda de pacote de 0,1%. Isto posto, analisando-se os resultados da Tab. 2 verifica-se que: (i) o sistema que utiliza o código do enlace reverso tem um desempenho superior em relação aquele que utiliza o código do enlace direto da norma IS-95. Nota-se que isto deve a combinação dos efeitos do ganho de processamento com a capacidade de correção do código; (ii) o desempenho superior (ganho de aproximadamente 10% na capacidade), para ambos protocolos, com o uso de códigos convolucionais do enlace reverso da IS-95 em relação aos sistemas que utilizam o código de bloco linear BCH especificado na Tab. 1; (iii) a consideração de erros independentes na saída do decodificador de Viterbi (eq. 23) leva a resultados semelhantes aos obtidos no caso em que a dependência é levada em conta (Eq. 24). Isto se deve aos valores da taxa de perda de pacotes habitualmente requerida para tráfego de voz; (iv) a utilização da Eq. 22 ao invés da Eq. 20 leva a resultados pessimistas para a perda de pacotes, sendo, portanto, não recomendada; (v) o aumento do ganho de capacidade percentual do protocolo CDMA/PRMA em relação ao protocolo CDMA/ALOHA ao se diminuir a perda de pacotes alvo de 1 para 0,1%.

Os resultados mostrados no restante deste trabalho consideram a utilização de código corretor de erros de bloco BCH(255,115,21) e entrelaçamento com profundidade de 2 quadros. Isto é justificado pela maior demanda computacional requerida pelo uso de códigos convolucionais, bem como, aos resultados aqui obtidos (os quais mostram a semelhança da performance obtida com códigos de bloco e com códigos convolucionais e a necessidade de EE para combater o desvanecimento lento).

5. DESEMPENHO DOS PROTOCOLOS CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA COM MUD-D

Na Fig. 11 da referência [16], Lupas e Verdu mostram a probabilidade de erro de bit obtida com a utilização de SUDs e MUDs em canais assíncronos com CP perfeito. Estes resultados, obtidos em função da RSR de bit, são convenientemente repetidos na Fig. 1 sob o rótulo MUD-D (SUD) assíncrono com $\sigma_{pc}=0$ dB. Comparando estes resultados com os demais, obtidos neste artigo com o uso de seqüências de assinatura aleatórias, ressalta-se: (i) a semelhança dos resultados obtidos com MUD-D síncrono e assíncrono. Nota-se que, diferentemente do que ocorre ao se utilizar um receptor convencional com seqüências de espalhamento aleatórias (vide Tab. 1), no MUD-D a falta sincronismo não propiciou um aumento no cancelamento da

Tab 2: Capacidade dos protocolos CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA, receptor SUD, para perda de pacotes de 0,1% (1ª linha) e 1% (2ª linha). Para cada configuração de parâmetros, utiliza-se o limitante superior da perda de pacotes fornecido por (24) e, entre parêntesis, (23). Configuração da Tab.1, exceto pela utilização de códigos convolucionais e a correspondente mudança no ganho de processamento. Canal assíncrono.

P_d	Código: eq. 18		Código: eq. 19	
	Eq. 20	Eq. 22	Eq. 20	Eq. 22
CDMA/PRMA	340 (341)	294 (295)	357 (357)	309 (309)
ALOHA	400 (401)	348 (348)	430 (428)	366 (365)
CDMA/ALOHA	233 (229)	185 (185)	250 (247)	203 (202)
	292 (291)	242 (239)	327 (320)	264 (259)

interferência. Isto ocorre porque estes últimos receptores têm por paradigma o cancelamento, e não somente a atenuação, da interferência (vide Eq. 14). Contudo, a simulação e a implementação de MUDs assíncronos apresentam uma maior complexidade em relação aos receptores síncronos [17]; (ii) o efetivo cancelamento da IMA pelo MUD-D faz com que seu desempenho se aproxime do observado quando o ruído térmico é a única fonte de interferência.

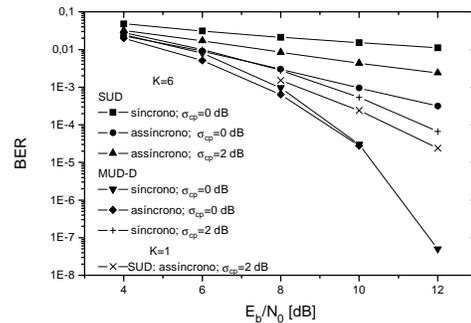


Fig. 1: BER versus E_b/N_0 para K usuários no canal para um sistema sem codificação. Resultados parametrizado pelo tipo de receptor, modelo de canal (síncrono ou assíncrono), CP (perfeito ou $\sigma_{cp}=2$ dB). Ganho de processamento (N) igual a 31.

5.1 Controle de potência imperfeito

Os resultados mostrados nesta Seção consideram que $E_{b,k}/N_0$ na Eq. (16) é modelado por uma VA log-normal, cujo desvio padrão modela o nível das imperfeições no CP. Nota-se que esta modelagem é corroborada pelas conclusões obtidas na Seção 3.

Os efeitos do ruído térmico foram desconsiderados nos resultados mostrados na Tab. 1. A capacidade do protocolo CDMA/PRMA (CDMA/ALOHA) com SUD em um canal assíncrono, $N=16$, $E_b/N_0=10$ dB, $P_{perda} \approx 1\%$ é 357 (271) para $\sigma_{dB}=0$ e 128 (94) para $\sigma_{dB}=2,5$ dB. Comparando estes resultados com os mostrados na Fig. 2 verifica-se que a utilização de sistemas com MUD-D levam a um significativo ganho de capacidade no caso de CP imperfeito. Contudo, os sistemas com SUD apresentam um melhor desempenho para CP perfeito. Este aparente paradoxo (sistema que cancela a IMA ter um desempenho inferior ao sistema que apenas atenua a interferência) é desfeito quando se verifica que o número ótimo de usuários no canal é de 16 EMs ($P_{perda}=1\%$) no sistema que emprega SUD com o código BCH especificado. Nesta carga o desempenho do MUD-D é substancialmente degradado, visto que

o sistema opera com um ganho de processamento de 16. Analisando-se a Fig. 2, também pode ser verificado: (i) o substancial ganho de capacidade obtido pelo protocolo CDMA/PRMA em relação ao protocolo CDMA/ALOHA para CP perfeito e CP imperfeito com $\sigma_{pc}=2,5$ dB; (ii) a redução deste ganho no caso em que o CP é extremamente ineficiente.

A Fig. 3 mostra que o mecanismo de acesso irrestrito ao canal do protocolo CDMA/ALOHA faz com que a carga no canal flutue significativamente em torno de seu valor médio. Nota-se que para o protocolo CDMA/PRMA a carga no canal pode ser modelada por uma VA binomial, cujo limite superior pode ser aproximado por $K_{ot}+1$, onde K_{ot} é o número nominal de usuários no canal que satisfaz a perda de pacotes requerida [5]. Portanto, o ganho de capacidade do protocolo CDMA/PRMA pode ser explicado pela menor variação da carga no canal, visto que o desempenho do MUD-D é substancialmente degradado quando o número de usuários no canal se aproxima do ganho de processamento do sistema. Finalmente, observa-se que a degradação do desempenho para $\sigma_{pc}=4$ dB se deve mais a variação da potência do sinal desejado do que aos efeitos da IMA. Em outras palavras, não há potência suficiente para combater o desvanecimento profundo a que a envoltória do sinal desejado é freqüentemente submetida.

Os efeitos do aumento da potência do sinal na capacidade do protocolo CDMA/PRMA podem ser verificados ao se comparar a Fig. 4 com a Fig. 2. Os resultados com receptor SUD referenciam um canal assíncrono. Evidencia-se o ganho de capacidade devido ao cancelamento da IMA propiciado pelo receptor MUD-D.

Em suma, os resultados mostrados nesta Seção indicam que o efetivo cancelamento da IMA propiciado pelo MUD-D faz com que a energia recebida do sinal, e não a IMA, seja a responsável pela limitação da capacidade. Nota-se que esta conclusão pressupõe que a carga no canal não seja tão elevada a ponto de afetar o desempenho do MUD-D.

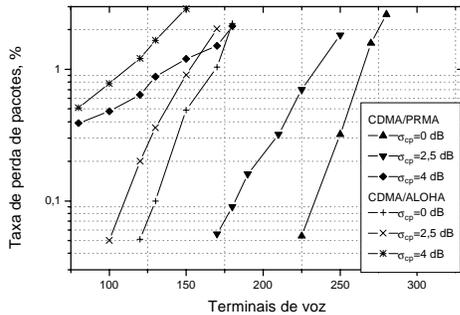


Fig. 2: Efeitos das imprecisões do CP no desempenho dos protocolos CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA equipados com MUD-D. Sistema uncelular com $E_b/N_0=10$ dB. Configuração: $N=16$; $T_q=10$ ms; $N_{slots}=10$ slots; $D=20$ slots; BCH(255,115,21) e EE com profundidade de 2 quadros.

5.2 Desvanecimento plano do tipo Nakagami-m

Primeiramente, ressalta-se que a VA Nakagami-m é gerada de acordo com o método proposto em [18]. Neste trabalho nós também mostramos resultados que corroboram a modelagem da IMA como uma densidade espectral de potência plana para canais com desvanecimento Nakagami-m. Portanto, $E_{b,k}/N_0$ na Eq. 16 pode ser modelado por uma VA gama, visto que quando

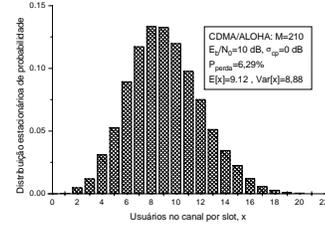


Fig. 3: Distribuição estacionária de probabilidade da carga do canal para o sistema CDMA/ALOHA com 210 EMs de voz.

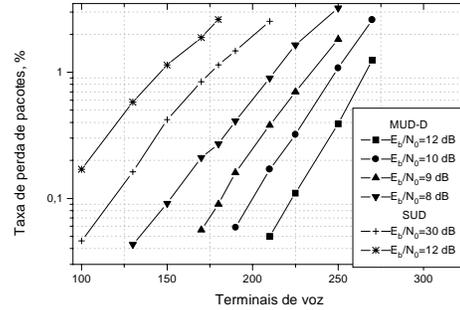


Fig. 4: Efeitos de E_b/N_0 no desempenho do protocolo CDMA/PRMA. CP imperfeito com $\sigma_{cp}=2,5$ dB. Configuração: vide Fig. 2.

A_k é uma VA Nakagami-m, então A_k^2 é uma VA gamma.

A Fig. 5 mostra claramente que: (i) o desempenho do protocolo CDMA/ALOHA se aproxima do obtido pelo sistema CDMA/PRMA quando a variação da carga do canal não é suficientemente alta para afetar o desempenho do MUD (vide resultados para $m=1$); (ii) o desempenho dos sistema é limitado por E_b/N_0 até o momento em que o desempenho do MUD-D começa degradar. Ressalta-se, novamente, que isto ocorre quando o número de usuários no canal atinge valores perto do ganho de processamento do sistema. Observa-se que $m=1,8$ (m é a figura de desvanecimento da VA Nakagami-m) modela um canal do tipo Rice, onde a razão da potência do sinal de linha de visada e a potência recebida nos caminhos sem linha de visada é de 3 dB [19, p. 41-44].

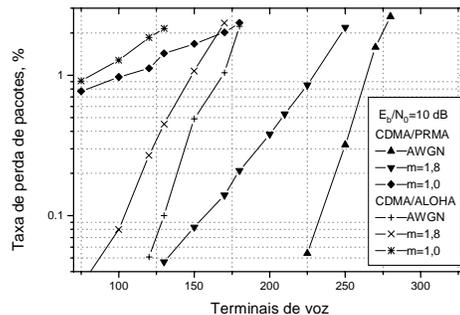


Fig. 5: Capacidade dos protocolos CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA em um canal com desvanecimento plano Nakagami-m. Configuração: vide Fig. 2.

No caso de utilização de D_{ant} antenas e supondo desvanecimento plano e independente em cada antena, a BER ao se utilizar combinação por razão máxima é dada por [6, p. 261]

$$P_{e,k} = Q \left(\sqrt{\sum_{d=1}^{D_{\text{ant}}} \frac{2E_{b,k} \alpha_{k,d}^2}{N_0 (\mathbf{R}^{-1})_{kk}}} \right) \quad (25)$$

onde $\alpha_{k,d}$ é uma VA Nakagami-m e a energia de bit $E_{b,k}$ é uma constante. Este resultado assume que $\sum_{d=1}^D \alpha_{k,d}^2 = 1$ [20, p. 243].

A Fig. 6 mostra a capacidade dos protocolos estudados em função do número de antenas D_{ant} . Verifica-se que: (i) duas ou três antenas independentes propiciam praticamente o mesmo ganho de diversidade na região de taxa de perda de pacotes de 1%. Contudo, três antenas propiciam um maior ganho de capacidade quando a carga no sistema leva a um número máximo de EMs no canal que é bem menor que o ganho de processamento do sistemas. Obviamente, como visto anteriormente, isto se deve as características do MUD-D; (ii) o expressivo ganho de capacidade do protocolo CDMA/PRMA em relação ao protocolo CDMA/ALOHA; (iii) a taxa de perda de pacotes decresce lentamente para sistemas com desvanecimento e $D_{\text{ant}} = 1$, o que se deve ao valor empregado para a RSR de bit média e não à IMA. Este fenômeno ratifica a eficiência do cancelamento da IMA e os efeitos da RSR de bit na perda de pacotes. Finalmente, pede-se para observar a capacidade do protocolo CDMA/PRMA com SUD.

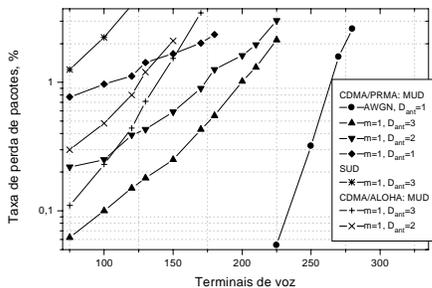


Fig. 6: Capacidade dos protocolos CDMA/PRMA e CDMA/ALOHA, parametrizado pelo número de antenas, em um canal com desvanecimento plano Nakagami-m com $m=1$ (canal Rayleigh). Configuração: vide Fig. 2. Receptores MUD, exceto em um caso especificado. $E_b/N_0=10$ dB.

6. COMENTÁRIOS FINAIS

O desempenho obtido pelo protocolo CDMA/PRMA com MUD-D tem motivado a continuidade das atividades de pesquisa visando o projeto integrado de sistemas de pacotes e técnicas avançadas de processamento de sinais. Entre as atividades em andamento, destaca-se a incorporação de receptores MUD no simulador de redes de pacotes apresentado em [21] de tal forma a investigar os efeitos da interferência externa; o estudo de não-idealidades no desempenho (falsa aquisição de um código, por exemplo); canais com desvanecimento seletivo; projeto integrado de receptores MUD com antenas adaptativas.

7. REFERÊNCIAS

[1] Brand, A., Aghvami, A. H.: "Performance of a Joint CDMA/PRMA Protocol for Mixed Voice/Data Transmission for Third Generation Mobile Communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, v.14, n.9, p.1698-1707, Dez. 1996.

[2] ETSI: "The ETSI UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) ITU-R RTT Candidate Submission," <http://www.itu.int/imt>.

[3] Paiva, A. P., de Marca, J. R. B.: "Desempenho de Receptores de Detecção Conjunta em Sistemas TD/CDMA," *Anais do XVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Vitória, 1999, p. 586-591.

[4] Hoefel, R. P. F., de Almeida, C.: "Numerical Analysis of a Joint CDMA/PRMA Protocol Based on Equilibrium Point Analysis," *Electronics Letters*, v. 35, n. 24, p.2093-2095, 25 Nov. 1999.

[5] Hoefel, R. P. F., de Almeida, C.: "Comparative Analysis of CDMA/PRMA and CDMA/ALOHA Medium Access Schemes for Packet Transmission for Third Generation Mobile Communication Systems," *Proc. of IEEE 3Gwireless'2000*, 2000, San Francisco, EUA, p. 95-102.

[6] Verdú, S.: "Multiuser Detection," Cambridge: Cambridge University Press, 1988.

[7] Papoulis, A.: "Probability, Random Variables and Stochastic Processes," New York: McGraw-Hill, 1991.

[8] Morrow Jr., R. K., and Lehnert, J. S.: "Bit-to-Bit Error Dependence in a Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signatures Sequence," *IEEE Trans. Commun*, vol. 37, no. 10, p. 1052-1061, Out. 1989.

[9] Padovani, R.: "Reverse Link Performance of IS-95 Based Cellular Systems," *IEEE Personal Communications*, v. 1, no. 3, p. 28-34, 3^o quadrimestre 1994.

[10] Jansen, M. G., Prasad, R.: "Capacity, Throughput, and Delay Analysis of a Cellular DS CDMA System with Imperfect Power Control and Imperfect Sectorization," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, v. 44, n. 1, p. 67-74, Fev. 1995.

[11] Hoefel, R. P. F., de Almeida, C.: "On the capacity of CDMA/PRMA systems," *Wireless Personal Communications: Emerging Technologies for Enhanced Communications*, Rappaport, T. S. et al (editores), Boston: Kluwer Academic Publishers, 1999, p.315-326.

[12] Rhee, M. Y.: "CDMA Cellular Mobile Communications: Network & Security," New York: Prentice-Hall, 1998.

[13] Conan, J.: "The Weight Spectra of Some Short Low-Rate Convolutional Codes," *IEEE Trans. Commun*, vol. 32, p. 1050-1053, Set. 1984.

[14] Viterbi, A. J., Omura, J. K.: "Principles of digital communication and coding," NY: McGraw-Hill, 1979.

[15] Pursley, M. B., Taipale, D. J.: "Error Probabilities for Spread-Spectrum Packet Radio with Convolutional Codes and Viterbi Decoding," *IEEE Trans. Commun*, vol. 35, n. 1, p. 1-12, Jan. 1987.

[16] Lupas, R., Verdú S.: "Near-Far Resistance of Multiusers Detector in Assynchronous Channels," *IEEE Trans. Commun*, vol. 38, no. 4, p. 496-508, Abril 1990.

[17] Verdú, S.: "Adaptive Multiuser Detection," in *CDMA Communications*, Glisic, S. G, Leppänen, P. A. (editores), Boston: Kluwer Academic Publishers, 1995, p. 97-116.

[18] Hoefel, R. P. F., de Almeida, C.: "The Performance of CDMA/PRMA for Nakagami-m Frequency Selective Fading Channel," *Electronics Letters*, v.35, n.1, p.28-29, Jan. 1999.

[19] Prasad, R., *Universal wireless personal communications*, Boston: Artech House, 1998.

[20] Pahlavan, K., Levesque, A. H.: "Wireless Information Networks," NY: John Wiley & Sons, 1995.

[21] Hoefel, R. P. F., de Almeida, C.: "The Fading Effects on the CDMA/PRMA Network Performance," *Proc. of VTC'99-Spring*, Houston, EUA, 1999.