

Sistemas FFH-CDMA Codificados - Parte I: Capacidade e Taxa de Corte

Getúlio A. de Deus Júnior e Jaime Portugheis

Resumo— Este artigo considera um sistema FFH-CDMA cujo receptor de máxima verossimilhança necessita de uma não-linearidade de difícil implementação. Recentemente, o uso de redes neurais artificiais multicamadas, utilizando *perceptrons*, para a implementação desta não-linearidade foi proposto. Este artigo mostra que um único *perceptron* pode substituir a não-linearidade com degradação desprezível no desempenho do sistema. Utilizando uma aproximação para esta não-linearidade, o artigo apresenta também o cálculo da taxa de corte para o receptor de máxima verossimilhança. Comparando estes cálculos com resultados de simulação para sistemas não-codificados, o artigo prevê que um sistema codificado trabalhando na taxa de corte pode trazer ganhos de capacidade (número de usuários simultâneos) significativos.

Palavras-chave— Receptores FFH-CDMA, Redes Neurais, Taxa de Corte.

I. INTRODUÇÃO

UM sistema de acesso múltiplo por divisão de código e salto rápido em frequência, FFH-CDMA (do inglês *Fast Frequency Hopping Code Division Multiple Access*), foi descrito inicialmente em [1]. Posteriormente em [2], demonstrou-se através de um cálculo da capacidade por dimensão do sistema (capacidade por *chip*), que este sistema FFH-CDMA possui capacidade bem superior à dos sistemas convencionais de salto lento SFH-CDMA (do inglês *Slow FFH-CDMA*). Extendendo-se os cálculos apresentados em [2], este artigo apresenta a capacidade de canal por dimensão para um canal FFH-CDMA *quantizado e não quantizado* modelado em [3]. Os cálculos para a capacidade mostraram também que a quantização leva à uma degradação de capacidade significativa. Assim, este artigo sugere o uso dos sistemas FFH-CDMA que utilizam saídas não quantizadas dos detectores de energia do receptor.

Entretanto, a utilização de saídas não quantizadas em conjunto com uma regra de máxima verossimilhança (MV) [3], envolve uma não-linearidade de difícil implementação. Recentemente, o uso de redes neurais artificiais (RNA's) para a implementação desta não-linearidade foi proposto em [4]. As RNA's propostas em [4] possuem uma entrada, uma camada escondida com cinco neurônios e um neurônio na camada de saída. Este artigo mostra que um único *perceptron* pode substituir a não-linearidade com degradação desprezível no desempenho do sistema. Em outro artigo iremos analisar o desempenho de sistemas FFH-CDMA codificados [5]. Estes sistemas podem utilizar no receptor o algoritmo de *Viterbi* com métrica de decodificação implementada através do *perceptron* descrito aqui.

Trabalho parcialmente financiado pelo CNPq. Número do processo: 147458/99-4. E-mail dos autores: (getulio, jaime)@decom.fee.unicamp.br

Apesar do cálculo de capacidade por dimensão para sistemas CDMA ser útil na comparação de diferentes regras de detecção no receptor, este cálculo não leva em conta o número de frequências, L , do padrão de saltos do sistema. Utilizando uma aproximação para a não-linearidade ótima da regra de MV, o artigo apresenta também o cálculo da taxa de corte para o receptor de MV com saídas não quantizadas e número de frequências L fixo. Este cálculo é uma generalização do método descrito em [6], [7] para saídas quantizadas e se baseia na obtenção de uma função característica para a regra aproximada [8]. Comparando estes cálculos com resultados de simulação para sistemas não-codificados, o artigo prevê que um sistema codificado trabalhando na taxa de corte pode trazer ganhos de capacidade significativos.

II. CÁLCULO DA CAPACIDADE DE CANAL POR DIMENSÃO

Uma descrição detalhada do sistema FFH-CDMA considerado neste artigo foi feita em [3], [4], [5]. O modulador FFH utiliza $M = 2^K$ frequências e um padrão de saltos com L chips (duração de um tom do padrão). Existem $U = J + 1$ usuários simultâneos no sistema. O sistema opera com uma relação ruído-sinal por *chip*, d , dada por:

$$d = \frac{N_0}{E_c} = \frac{L}{K} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1}, \quad (1)$$

onde E_c é a energia média por *chip*, E_b é a energia média por *bit* e N_0 é a densidade unilateral de ruído.

O canal visto pelo codificador consiste do modulador FFH, do canal com desvanecimento Rayleigh seletivo em frequências (M canais independentes) com ruído térmico do receptor e interferência multi-usuário, do demodulador FFH-CDMA e de M detectores de energia (não coerentes). O canal é modelado por ML funções densidade de probabilidade, $p(R_{nl}|m)$, $0 \leq n \leq M - 1, 0 \leq l \leq L - 1$, para cada símbolo M -ário, $m \in \{0, 1, \dots, M - 1\}$ de entrada do modulador. Cada função densidade $p(R_{nl}|m)$ será então dada por:

$$p(R_{nl}|m) = \sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k + d + \delta_{nm}} \exp\left[-\frac{R_{nl}}{k + d + \delta_{nm}}\right], \quad (2)$$

onde $B(k; j, \mu) = \binom{J}{k} \cdot \mu^k \cdot (1 - \mu)^{J-k}$, $\mu = 1/M$ e δ_{nm} é o delta de *Kronecker*.

Como estamos interessados inicialmente no cálculo da capacidade de canal por dimensão utilizada, i.e. na capacidade por chip, cada dimensão é modelada como um canal

com entrada binária $c_{nl} \in \{0, 1\}$ e uma saída contínua, R_{nl} . Assim, as probabilidades de transição são dadas pela equação 2 fazendo $\delta_{nm} = 0$ se $c_{nl} = 0$ e $\delta_{nm} = 1$ caso contrário.

A. Canal Não Quantizado

Iremos considerar probabilidades *a priori* fixas $p(c_{nl} = 1) = \frac{1}{M}$ e $p(c_{nl} = 0) = 1 - \frac{1}{M}$. A informação mútua para este canal será dada por:

$$\begin{aligned} I(c_{nl}; R_{nl}) &= H(c_{nl}) - H(R_{nl}|c_{nl}) \\ &= - \int_0^\infty p(R_{nl}) \log_2 p(R_{nl}) dR_{nl} + \\ &\quad + \int_0^\infty \sum_{c_{nl}=0}^1 p(c_{nl}) p(R_{nl}|c_{nl}) \\ &\quad \log_2 [p(R_{nl}|c_{nl})] dR_{nl}, \end{aligned} \quad (3)$$

onde

$$\begin{aligned} p(R_{nl}) &= \sum_{c_{nl}} p(R_{nl}, c_{nl}) \\ &= p(c_{nl} = 0) \cdot p(R_{nl}|c_{nl} = 0) \\ &= p(c_{nl} = 1) \cdot p(R_{nl}|c_{nl} = 1). \end{aligned} \quad (4)$$

Deste modo, a capacidade por dimensão para o canal FFH-CDMA não quantizado será dada por:

$$\frac{C_{\max}}{U} = I(c_{nl}; R_{nl}). \quad (5)$$

B. Canal Quantizado

Para descrevermos o canal quantizado iremos inicialmente considerar a não-linearidade que implementa o receptor de MV, $f(R)$, e que deve ser aplicada às saídas, R , dos detectores de energia [3], [4]:

$$\begin{aligned} f(R) &= \left\{ \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d+1} \exp \left(-\frac{R}{k+d+1} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d} \exp \left(-\frac{R}{k+d} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - \hat{f}(0) \right\} / \hat{f}'(0), \end{aligned} \quad (6)$$

onde:

$$\hat{f}(0) = \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d+1} \right] - \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d} \right] \quad (7)$$

e

$$\hat{f}'(0) = -\frac{\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{(k+d+1)^2}}{\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{(k+d+1)}} + \frac{\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{(k+d)^2}}{\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{(k+d)}}. \quad (8)$$

Algumas aproximações para a função $f(R)$ foram consideradas em [3]. O combinador linear (CL) é aquele que implementa a função $f(R)$ como:

$$f_{CL}(R) = R, \quad 0 \leq R < \infty. \quad (9)$$

Da observação das curvas para a função $f(R)$ [3], [4], é natural propor-se também as seguintes aproximações:

$$f_{DA}(R) = \begin{cases} 0, & 0 \leq R \leq f(1)/2, \\ f(1), & f(1)/2 < R < \infty. \end{cases} \quad (10)$$

denominada aproximação por decisão abrupta (DA) e,

$$f_{DS}(R) = \begin{cases} R, & 0 \leq R \leq f(1), \\ f(1), & f(1) < R < \infty, \end{cases} \quad (11)$$

denominada aproximação por decisão suave.

O canal FFH-CDMA quantizado baseia-se na aproximação da não-linearidade da regra de MV através da regra de DA. Assim, o canal FFH-CDMA quantizado pela regra de DA pode ser modelado como um canal com entradas e saídas binárias conforme mostra a figura 1. As probabilidades de transição deste canal são dadas por:

$$P_{01} = \int_\ell^\infty p(R_{nl}|c_{nl} = 0) dR \quad (12)$$

e

$$P_{10} = \int_0^\ell p(R_{nl}|c_{nl} = 1) dR \quad (13)$$

onde ℓ é um limiar de decisão escolhido de maneira a maximizar a capacidade do canal. Como o canal é binário, temos que $P_{00} = 1 - P_{01}$ e $P_{11} = 1 - P_{10}$.

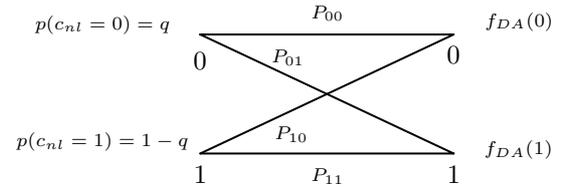


Fig. 1. Modelo de canal para um sistema FFH-CDMA quantizado pela regra de DA. As probabilidades *a priori* são $1 - q = 1/M$ e q .

Seja a função entropia $h(x) = -x \log_2 x - (1-x) \log_2 (1-x)$. A capacidade por dimensão para o canal FFH-CDMA quantizado através da regra de DA, pode ser adaptada de [2] e será dada por:

$$\begin{aligned} \frac{C_{\max}}{U} &= \max_{\ell} \{ h[P_D(1-q) + q(1-P_I)] \\ &\quad - qh(P_I) - (1-q)h(P_D) \}, \end{aligned} \quad (14)$$

onde $P_D = P_{10}$, é a probabilidade de apagamento da frequência inserida (apagamento devido principalmente ao desvanecimento *Rayleigh*) e, $P_I = P_{01}$, é a probabilidade

de inserção de uma frequência (devido principalmente aos usuários interferentes).

A capacidade soma normalizada é definida como a capacidade por dimensão multiplicada pelo número de usuários U . Deste modo, a figura 2 apresenta a capacidade soma normalizada em função do número de usuários U , para os sistemas FFH-CDMA não quantizado e quantizado, com $M = 32$ e $\frac{E_c}{N_0} = 24.208dB$. Comparando-se as curvas podemos prever que os sistemas codificados não quantizados irão suportar taxas bem maiores do que as dos sistemas quantizados com DA quando operando próximos à capacidade de canal. Estes cálculos são independentes do número de chips L por padrão de salto. Na próxima seção iremos considerar o valor de L através do da taxa de corte do canal sem quantização.

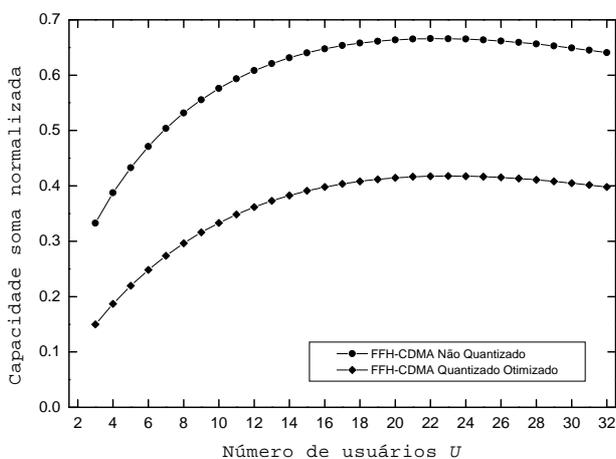


Fig. 2. Capacidade soma normalizada em função do número de usuários U para um sistema com $Q = 32$ e $\frac{E_c}{N_0} = 24.208dB$.

III. TAXA DE CORTE PARA O CANAL NÃO QUANTIZADO

A taxa de corte do canal não quantizado pode ser obtida através da equação característica para a variável de decisão do receptor [8]. Para os receptores que utilizam a função $f(R)$ da seção II, a função característica $\Phi(s)$ é dada por [3]:

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= E[\exp\{-s[f(R_{ml}) - f(R_{nl})]\} | m] \\ &= E[\exp\{-sf(R_{ml})\} | m] \cdot \\ &\quad E[\exp\{sf(R_{nl})\} | m]. \end{aligned} \quad (15)$$

Para o receptor de MV este cálculo não pode ser obtido de forma fechada. Entretanto, uma expressão em forma fechada para a aproximação por decisão suave foi obtida e é dada abaixo:

$$\begin{aligned} \Phi_{DS}(s) &= \left[\int_0^{f(1)} \exp[-sR] \cdot p(R_{ml}|m) dR \right. \\ &\quad \left. + \int_{f(1)}^{\infty} \exp[-sf(1)] \cdot p(R_{ml}|m) dR \right] \cdot \\ &\quad \left[\int_0^{f(1)} \exp[sR] \cdot p(R_{nl}|m) dR \right. \\ &\quad \left. + \int_{f(1)}^{\infty} \exp[sf(1)] \cdot p(R_{nl}|m) dR \right] \\ &= [\varphi_1(s) + \varphi_2(s)] \cdot [\varphi_3(s) + \varphi_4(s)], \end{aligned} \quad (16)$$

onde

$$\begin{aligned} \varphi_1(s) &= \sum_{k=0}^J B(k; J, \mu) \frac{(-1)}{[s(k+d+1)+1]} \cdot \\ &\quad \left\{ \exp \left[-f(1) \left[\frac{s(k+d+1)+1}{k+d+1} \right] \right] - 1 \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \varphi_2(s) &= \sum_{k=0}^J B(k; J, \mu) \cdot \\ &\quad \exp \left[-f(1) \left[\frac{s(k+d+1)+1}{k+d+1} \right] \right], \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \varphi_3(s) &= \sum_{k=0}^J B(k; J, \mu) \frac{1}{[s(k+d)-1]} \cdot \\ &\quad \left\{ \exp \left[f(1) \left[\frac{s(k+d)-1}{k+d} \right] \right] - 1 \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

e

$$\begin{aligned} \varphi_4(s) &= \sum_{k=0}^J B(k; J, \mu) \cdot \\ &\quad \exp \left[f(1) \left[\frac{s(k+d)-1}{k+d} \right] \right]. \end{aligned} \quad (20)$$

Assim, podemos calcular a taxa de corte do canal R_0^{DS} para um receptor FFH-CDMA que utiliza a aproximação por DS através de

$$R_0^{DS} = K - \log_2 \{1 + (M-1)D\}, \quad (21)$$

onde

$$D = \min_{\lambda \geq 0} \Phi_{DS}^L(\lambda). \quad (22)$$

A figura 3 mostra a taxa de corte de canal R_0^{DS} em função do número de usuários U para um sistema com $L = 20$, $K = 5$ e $\frac{E_b}{N_0} = 25dB$. Observe que R_0^{DS} aproxima

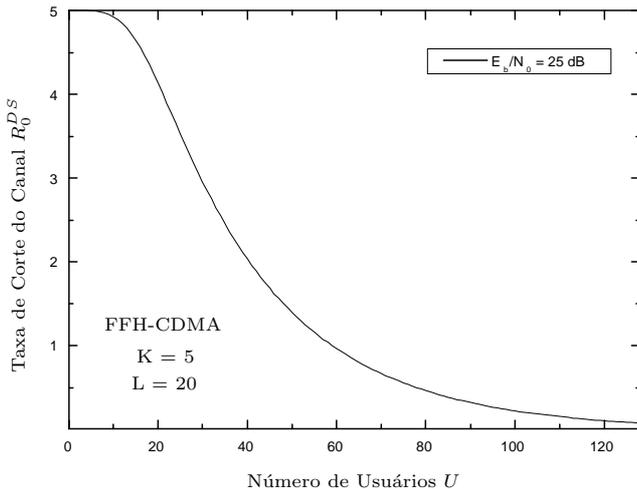


Fig. 3. Taxa de corte do canal R_0^{DS} versus número de usuários U para um sistema com $2^K = 32$ e $L = 20$.

do seu valor máximo quando U decresce. Do gráfico podemos concluir, por exemplo, que existe um sistema codificado com taxa de 3 bits por símbolo da modulação suportando mais de 30 usuários simultâneos.

O número de usuários poderia ser incrementado pelo uso de códigos com taxas baixas. Entretanto, códigos com taxas baixas de transmissão possuem uma dispendiosa largura de banda. Sendo assim, existe um código com taxa ótima que maximiza a capacidade de usuário normalizada em função da taxa do código. Traçamos anteriormente a taxa de corte do canal R_0^{DS} em função do número de usuários U . Para sistemas codificados $r = R/K$ é a taxa normalizada. Supondo que estes sistemas trabalham próximo à taxa de corte do canal, podemos traçar $Ur = UR_0/k$ em função da taxa r [6], [7]. A figura 4 apresenta o número de usuários normalizados Ur versus r para um sistema com $L = 20$, $K = 5$ e duas relações sinal ruído $\frac{E_b}{N_0}$ distintas.

Para uma $\frac{E_b}{N_0} = 30dB$, Ur é maximizado quando temos uma taxa de código r aproximadamente igual à 0,8478 ($Ur = 39,8465$). Para esta mesma relação sinal-ruído, o canal FFH-CDMA codificado pode acomodar 47 usuários. Esta capacidade é 2,6 vezes maior do que o sistema não-codificado com os mesmos valores de L e K (capacidade de usuário referente ao número de usuários suportado pelo sistema para uma P_b menor ou igual a 10^{-3}). Para uma $\frac{E_b}{N_0} = 15dB$, Ur é maximizado quando temos uma taxa de código r aproximadamente igual à 0,70856 ($Ur = 20,5482$) e o canal FFH-CDMA codificado pode acomodar 29 usuários. Neste último caso, a capacidade é 3,2 vezes maior do que o sistema não-codificado. Deste modo, um sistema FFH-CDMA não-codificado com $K = 5$, $L = 20$ e $\frac{E_b}{N_0} = 15dB$, pode atingir um desempenho de 31% do limite da capacidade de um sistema codificado. De maneira análoga, para uma $\frac{E_b}{N_0} = 30dB$, o mesmo sistema pode atingir um desempenho de 38% do limite da capacidade de

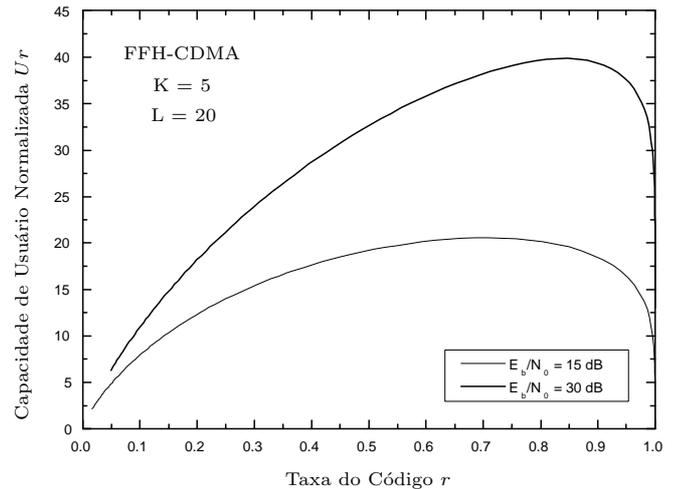


Fig. 4. Capacidade de usuário normalizada Ur versus taxa do código r para um sistema com $2^K = 32$ e $L = 20$

um sistema codificado.

IV. Perceptron PARA A OBTENÇÃO DA NÃO-LINEARIDADE $f(R)$

A representação da não-linearidade, $f(R)$, pode ser obtida através de um único perceptron (PER). A figura 5 apresenta o diagrama de fluxo de sinais do perceptron treinado. A regra de alteração dos pesos $w(0)$ e $w(1)$ pode ser facilmente obtida pela extensão da regra delta e é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta w(0) &= -\alpha \cdot [d(n) - y(n)] \cdot \varphi'(y(n)) \\ \Delta w(1) &= \alpha \cdot [d(n) - y(n)] \cdot x(n) \cdot \varphi'(y(n)), \end{aligned} \quad (23)$$

onde α é taxa de aprendizado, $d(n)$ é a resposta desejada na saída $y(n)$ do perceptron, $\varphi(\cdot)$ é a função de ativação do perceptron (função sigmóide-bipolar) e $x(n)$ é a única entrada do perceptron. Observe que a saída $y(n)$ do perceptron é dada por:

$$y(n) = \varphi\{w(1) \cdot x(n) - w(0)\}. \quad (24)$$

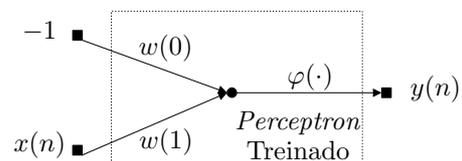


Fig. 5. Perceptron utilizado para a obtenção da não-linearidade $f(R)$ com apenas uma entrada $x(n)$ e uma saída $y(n)$.

No treinamento do perceptron, as conexões sinápticas (pesos sinápticos) são obtidas. O número de pares $\{R^*, f^*(R)\}$ utilizados no treinamento foi igual a 15, onde a maior concentração de pares foi tomada fora da região

de saturação da não-linearidade $f(R)$. A convergência do algoritmo de treinamento é obtida com um treinamento em lote, apresentando-se os 15 padrões de treinamento aleatoriamente (treinamento de uma época). Para um melhor desempenho durante o treinamento do *perceptron*, é necessário um pré e pós-processamento do conjunto de treinamento de entrada-saída, conforme apresentado em [4].

V. SIMULAÇÕES E RESULTADOS OBTIDOS

As figuras 6 e 7 mostram o comportamento da probabilidade de erro de bit em função do número de usuários para um sistema FFH-CDMA com $2^K = 16$, $L = 9$, para $\frac{E_b}{N_0} = 15dB$ e $\frac{E_b}{N_0} = 30dB$, respectivamente. Elas mostram também os resultados de desempenho para a implementação da não-linearidade $f(R)$ através do *perceptron* descrito na seção anterior. Podemos observar que a degradação de desempenho pelo uso do *perceptron* no lugar da não-linearidade ideal (6) é praticamente desprezível.

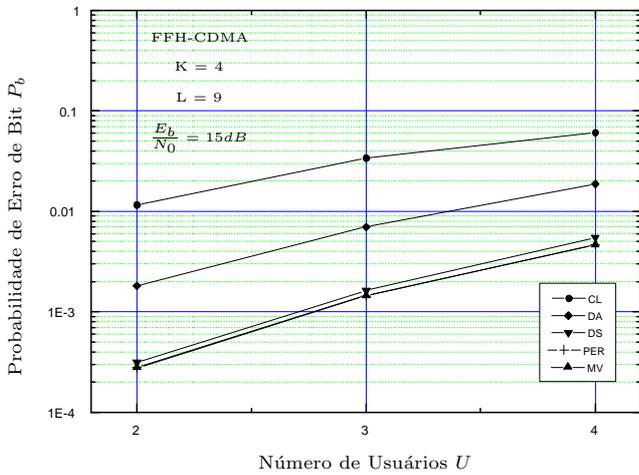


Fig. 6. Probabilidade de erro de bit para um sistema FFH-CDMA não-codificado com $2^K = 16$, $L = 9$ e $\frac{E_b}{N_0} = 15dB$.

As figuras 8 e 9 apresentam os resultados da probabilidade de erro de bit em função do número de usuários simultâneos, U , para um sistema FFH-CDMA com $2^K = 32$, $L = 20$, para $\frac{E_b}{N_0} = 15dB$ e $\frac{E_b}{N_0} = 30dB$, respectivamente. Os símbolos das curvas denotam U com passo unitário. Os desempenhos das quatro regras de detecção para sistemas não codificados são mostrados. O desempenho do sistema com aproximação por DS é bem próximo do sistema com regra de MV.

No gráfico os valores das abscissas estão definidos em termos da eficiência espectral, η . A eficiência espectral pode ser definida como [5]

$$\eta = U \frac{K}{LM} R_{CO}^{eff} \quad (25)$$

onde R_{CO}^{eff} é a taxa efetiva do sistema FFH-CDMA codificado. Para um sistema não-codificado $R_{CO}^{eff} = 1$.

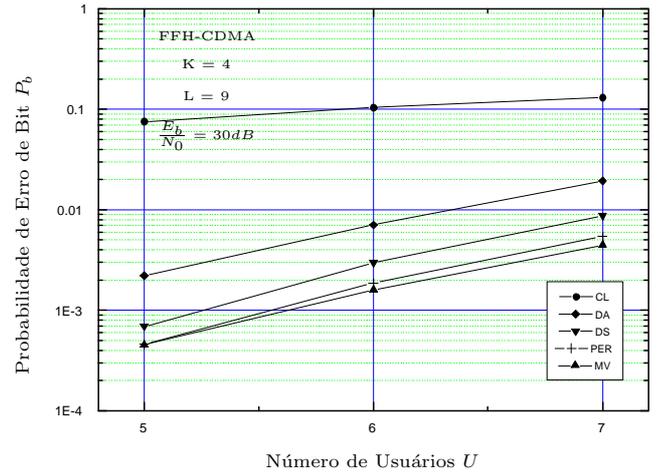


Fig. 7. Probabilidade de erro de bit para um sistema FFH-CDMA não-codificado com $2^K = 16$, $L = 9$ e $\frac{E_b}{N_0} = 30dB$.

A figura também mostra valores de eficiência máxima que poderiam ser atingidos por sistemas codificados trabalhando na taxa de corte R_0^{DS} do sistema. Estes valores são obtidos substituindo-se na equação acima o número de usuários simultâneos U pelo valor de U correspondente à R_0^{DS} . Dois valores foram considerados: $R_0^{DS} = 2,5$ ($r = 0,5$) e R_0^{DS} referente à taxa r que maximiza a capacidade de usuário normalizada (seção III). Observe que os resultados apresentados pelos sistemas FFH-CDMA não-codificados estão distantes dos resultados apresentados pelos sistemas codificados idealizados pela taxa de corte do canal R_0^{DS} .

VI. CONCLUSÕES

O artigo considerou um sistema FFH-CDMA com modelo de canal quantizado e não quantizado. Os cálculos para a capacidade de canal por dimensão mostraram que um sistema FFH-CDMA não quantizado possui uma capacidade em termos do número de usuários superior ao sistema FFH-CDMA quantizado. Deste modo, o artigo sugeriu a implementação da não-linearidade da regra ótima de MV de um sistema FFH-CDMA não quantizado através do uso do *perceptron*. Os resultados de simulação apresentados pelo sistema FFH-CDMA não quantizado, obtidos através do uso *perceptron*, mostraram que um único *perceptron* pode substituir a não-linearidade com uma degradação desprezível. Como previsto pelos cálculos da capacidade de canal, os resultados de simulação também mostraram que um sistema FFH-CDMA não quantizado possui desempenho superior aos sistemas quantizados. Ademais, os resultados de simulação mostraram que os sistemas FFH-CDMA não-codificados trabalham distantes da taxa de corte do canal e portanto sugerem a implementação de sistemas FFH-CDMA codificados [5].

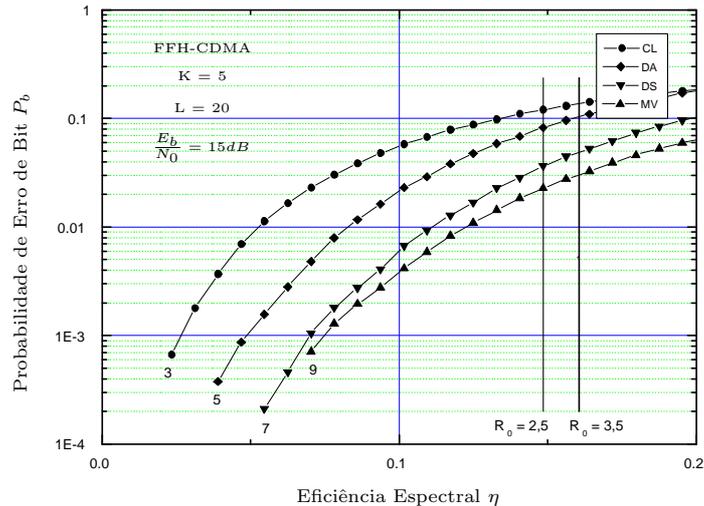


Fig. 8. Probabilidade de erro de bit para um sistema FFH-CDMA não-codificado com $2^K = 32$, $L = 20$ e $\frac{E_b}{N_0} = 15dB$; os números próximos às curvas denotam U .

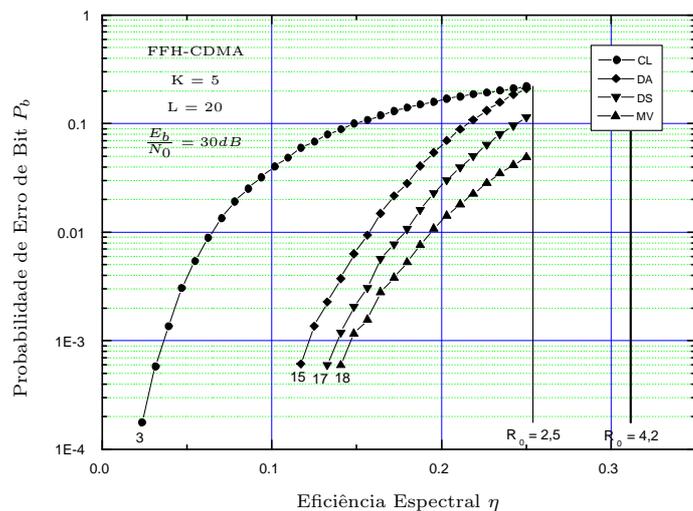


Fig. 9. Probabilidade de erro de bit para um sistema FFH-CDMA não-codificado com $2^K = 32$, $L = 20$ e $\frac{E_b}{N_0} = 30dB$; os números próximos às curvas denotam U .

REFERÊNCIAS

- [1] D. J. Goodman, P. S. Henry, e V. K. Prabhu, "Frequency-Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio," *B.S.T.J.*, v.59, n.7, p.1257-1275, Sept., 1980.
- [2] J. G. Goh e S. V. Marić, "The Capacities of Frequency-Hopped Code-Division Multiple-Access Channels," *IEEE Trans. on Information Theory*, v.44, n.3, p.1204-1211, May 1998.
- [3] On-Ching Y., "Maximum Likelihood Combining for Noncoherent an Differentially Coherent Frequency-Hopping Multiple-Access Systems," *IEEE Trans. on Information Theory*, v.IT-28, n.4, p.631-639, Jul 1982.
- [4] G. A. de Deus Jr. e J. Portugheis, "Desempenho de Receptores FFH-CDMA," *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, CD-ROM, Setembro de 2.000.
- [5] G. A. de Deus Jr. e J. Portugheis, "Sistemas FFH-CDMA Codificados - Parte II: Critério de Projeto," *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, artigo submetido à publicação.
- [6] T. Kawahara e T. Matsumoto, "Forward Link Capacity Limit of Coded FFH/CDMA Multiuser Mobile Radios," *Electronics Letters*, v.27, n.21, p.1918-1919, Oct 1991.
- [7] T. Kawahara e T. Matsumoto, "Optimum Rate Reed Solomon Codes For FFH/CDMA Mobile Radios," *Electronics Letters*, v.27, n.22, p.2066-2068, Oct 1991.
- [8] E. Biglieri, G. Caire e G. Taricco, "Computing Error Probabilities Channels: over Fading Channels a Unified Approach" *ETT*, v.9, n.1, p.15-25, Feb 1998.
- [9] On-Ching Y., "Performance of Frequency-Hopping Multiple-Access Multilevel FSK Systems with Hard-Limited and Linear Combining" *IEEE Trans. on Communications*, v.COM-29, n.1, p.1687-1694, Nov 1981.
- [10] S. Haykin, "Neural Networks: A Comprehensive Foundation" *IEEE Trans. on Communications*, Prentice Hall, 1999.