

DESEMPENHO DE RECEPTORES FFH-CDMA

Getúlio A. de Deus Júnior e Jaime Portugheis

DECOM - FEEC – UNICAMP – C. P. 6101, CEP: 13.083-970, Campinas-SP – Brasil

e-mail: <getulio, jaime>@decom.fee.unicamp.br

SUMÁRIO

O artigo considera um sistema FFH-CDMA cujas mensagens podem ser representadas como padrões numa matriz frequência-tempo. On-Ching deduziu a regra ótima de máxima verossimilhança para este sistema. Entretanto, a regra envolve uma não-linearidade de difícil implementação. Duas aproximações para esta não-linearidade foram propostas e seus desempenhos foram obtidos através de limitantes superiores. Este artigo sugere o uso de redes neurais artificiais multicamadas, utilizando perceptrons, para a implementação destas aproximações e da não-linearidade. Os desempenhos da regra ótima e das aproximações com e sem o uso das redes são comparados através de simulação computacional. Os resultados de simulação demonstraram que uma rede simples pode substituir a não-linearidade da regra ótima sem degradar o desempenho do sistema.

1. INTRODUÇÃO

Os sistemas de acesso múltiplo por divisão em código e salto em frequência podem ser classificados como sistemas de salto lento SFH-CDMA (do inglês *Slow Frequency Hopping Code Division Multiple Access*) e sistemas de salto rápido FFH-CDMA (do inglês *Fast FH-CDMA*). Neste artigo, será considerado um sistema FFH-CDMA descrito em [1] que demonstrou possuir capacidade bem superior à dos sistemas convencionais SFH-CDMA [2]. On-Ching deduziu a regra ótima de máxima verossimilhança (MV) para este sistema [3]. Entretanto, a regra envolve uma não-linearidade de difícil implementação. Duas aproximações foram então propostas: uma não-linearidade com decisão abrupta (DA) e uma não-linearidade com decisão suave (DS). Este artigo sugere o uso de redes neurais artificiais (RNA's) multicamadas, utilizando perceptrons, para a implementação destas aproximações e da não-linearidade. Resultados de simulação computacional demonstraram que uma rede simples pode substituir a não-linearidade da regra ótima sem degradar o desempenho do sistema. A utilização de RNA's para a implementação de receptores FFH-CDMA foi também proposta em [4] e [5]. Entretanto, foi considerado apenas o caso da aproximação por decisão abrupta e a abordagem feita foi completamente distinta da descrita neste artigo. O artigo ainda considera a substituição da não-linearidade por um combinador linear (CL) e compara o seu desempenho com as demais aproximações.

2. SISTEMAS FFH-CDMA NÃO COERENTES

Consideraremos um sistema FFH-CDMA, onde a comunicação de cada grupo de M usuários com a estação rádio base (ERB) é realizada à uma taxa de R bits/s, através do compartilhamento de um mesmo canal de largura de banda igual a W Hz. A modulação utilizada para esta técnica é o chaveamento de

deslocamento de frequências M -ário (MFSK). Cada usuário é identificado através de um endereço local de assinante denominado frequência padrão de salto, onde a sua informação transmitida é espalhada sobre toda a faixa W Hz. Neste sistema FFH-CDMA, o parâmetro T é a duração de uma palavra de k -bit, tal que $T = k / R$. O número de ramos de diversidades (L) é o número de frequências por palavra. A duração do *chip* é dada por $\tau = T/L$. O número de canais de frequência é dado por $N = W\tau$ e é igual ao número de palavras, i.e., $N = M = 2^k$. A energia por *chip* é relacionada com a energia por bit, E_b , por $E_c = kE_b / L$. Dois exemplos para este sistema, S_1 e S_2 , são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros para dois sistemas FFH-CDMA.

		S_1	S_2
Largura de Banda (Mhz)	W	1,25	5
Taxa da Fonte (kb/s)	R	32,895	32,896
Número de Bits por Palavra	k	4	6
Número de Ramos de Diversidade	L	9	14
Duração da Palavra (μs)	$T = k/R$	121,6	182,4
Duração do <i>Chip</i> (μs)	$\tau = T/L$	13,51	13,0
Espaçamento dos Canais (KHz)	$1/\tau$	74,01	76,76
Número de Canais	$N = W\tau$	16	64
Número de Palavras	$M = 2^k$	16	64

O receptor FFH-CDMA é mostrado na Figura 1. Conforme pode ser observado, o receptor é composto por três partes distintas, i.e., o detector, o combinador e o comparador. O receptor pode ser modelado através das variáveis aleatórias sintetizadas na Tabela 2 [3]. Assim, temos as seguintes expressões para as NL componentes em fase e em quadratura, X_{nl}, Y_{nl} , da matriz recebida:

$$\begin{aligned} X_{nl} &= c_{nl}\alpha_{nl} \cos \phi_{nl} + \kappa_{nl} + \xi_{nl} \\ Y_{nl} &= c_{nl}\alpha_{nl} \sin \phi_{nl} + \lambda_{nl} + \eta_{nl} \end{aligned} \quad (1)$$

onde cada variável aleatória (VA) é sintetizada na tabela 2.

A VA γ_{jnl} é obtida através do estudo da interferência multi-usuário, onde é considerado os J usuários interferentes, dentre os $U = J + 1$, usuários do sistema. Deste modo, as VA's γ_{jnl} são i.i.d. e possuem função densidade de probabilidade dada por:

$$p(y) = (1 - \mu) \cdot \delta(y) + \mu \cdot \delta(y - 1). \quad (2)$$

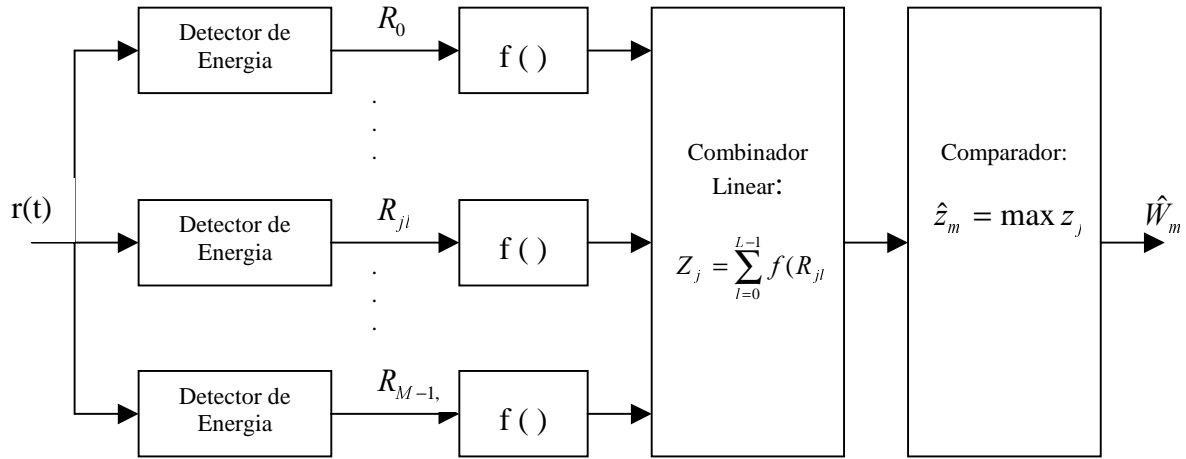


Figura 1. O Receptor FFH-CDMA, onde $f(\cdot)$ é uma não-linearidade.

com $\mu = \frac{1}{N}$, onde $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac e N são os possíveis canais disponíveis. Portanto, as VA's Γ_{nl} são independentes e distribuídas binomialmente:

$$p(\Gamma) = \sum_{k=0}^J B(k; J, \mu) \cdot \delta(\Gamma - k), \quad (3)$$

$$\text{com } B(k; j, \mu) = \binom{j}{k} \cdot \mu^k \cdot (1 - \mu)^{j-k}.$$

Tabela 2. Variáveis para o modelo do receptor FFH-CDMA.

VA	Densidade	Características
α_{nl}	Rayleigh	$E[\alpha_{nl}^2] = 1$
ϕ_{nl}	Uniforme	$U(0, 2\pi)$
k_{nl} e λ_{nl}	Gaussiana	$G(0, d/2)$, onde $d = \frac{N_0}{E_c} = \frac{N_0 \cdot L}{k \cdot E_b}$
ξ_{nl} e η_{nl}	Gaussiana	$G(0, \Gamma_{nl}/2)$, onde $\Gamma_{nl} = \frac{\gamma_{jnl}}{2}$ e γ_{jnl} é a j-ésima relação sinal-interferência no nl -ésimo chip.

No sistema FFH-CDMA estudado em [1], o modulador seleciona de um conjunto de sinais multiníveis FSK, espalhando em toda a largura de banda disponível, i.e., $M = N$, e o m -ésimo sinal, corresponde a palavra \hat{W}_m enviada. No receptor, existem NL detectores não coerentes de energia, cada um consistindo de dois filtros casados cujas saídas são amostradas, elevadas ao

quadrado, e somadas. Então a nl -ésima saída do detector é dada por:

$$R_{nl} = X_{nl}^2 + Y_{nl}^2. \quad (4)$$

A função característica de R_{nl} é mostrada em [6] e é dada por:

$$E[\exp(iuR_{nl})] = \sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{[1 - iu(k + d + \delta_{nm})]}, \quad (5)$$

cuja transformada inversa de Fourier resulta na função densidade de probabilidade dada por:

$$p(R_{nl} | m) = \sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{(k + d + \delta_{nm})} \cdot \exp\left[-\frac{R_{nl}}{(k + d + \delta_{nm})}\right], \quad (6)$$

onde δ_{nm} é o delta de Kronecker.

2.1 Combinador Ótimo

Desde que as saídas dos detectores de energia R_{nl} são estatisticamente independentes, o método para o combinador ótimo consiste em calcular através da não-linearidade ótima dada por:

$$Z_j = \sum_{l=0}^{L-1} f(R_{jl}). \quad (7)$$

Suponha que a m -ésima palavra \hat{W}_m foi transmitida. A função densidade de probabilidade conjunta condicionada à m -ésima hipótese é o produto das NL densidades obtidas de (6) e é dada por:

$$p(\{R_{nl}\} | m) = \prod_{n=0}^{N-1} \prod_{l=0}^{L-1} p(R_{nl} | m). \quad (8)$$

Substituindo (6) em (8) obtêm-se o teste de hipóteses dado por:

$$\sum_{l=0}^{L-1} \ln \left\{ \frac{\prod_{n=0}^{N-1} \prod_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d+1} \cdot \exp\left[-\frac{R_{ml}}{k+d+1}\right]}{\prod_{n=0}^{N-1} \prod_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d} \cdot \exp\left[-\frac{R_{ml}}{k+d}\right]} \right\} >$$

$$\sum_{l=0}^{L-1} \ln \left\{ \frac{\prod_{n=0}^{N-1} \prod_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d+1} \cdot \exp\left[-\frac{R_{jl}}{k+d+1}\right]}{\prod_{n=0}^{N-1} \prod_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d} \cdot \exp\left[-\frac{R_{jl}}{k+d}\right]} \right\},$$

$j \neq m. \quad (9)$

Deste modo, comparando as equações (7) e (9), a não-linearidade ótima será expressa por :

$$f(R) = \left\{ \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d+1} \exp\left(-\frac{R}{k+d+1}\right) \right] \right. \quad (10)$$

$$\left. - \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d} \exp\left(-\frac{R}{k+d}\right) \right] \right\}.$$

Uma normalização de $f(R)$ pode ser obtida sem a alteração do teste de hipóteses. Um deslocamento da não-linearidade ótima pode ser obtido através da subtração da função no ponto zero, $\hat{f}(0)$. Deste modo a função $f(R)$ torna-se positiva. A normalização da parte linear da função é obtida através da divisão pela derivada da função no ponto zero, $\hat{f}'(0)$. Portanto, a não-linearidade ótima pode ser expressada ainda por:

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

$$\left. - \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; J, \mu)}{k+d} \exp\left(-\frac{R}{k+d}\right) \right] - \hat{f}(0) \right\} / \hat{f}'(0), \quad (11)$$

onde:

$$\hat{f}(0) = \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; K, \mu)}{k+d+1} \right] - \ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; K, \mu)}{k+d} \right] \quad (12)$$

e

$$\hat{f}'(0) = \frac{\ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; K, \mu)}{(k+d+1)^2} \right]}{\sum_{k=0}^J \frac{B(k; K, \mu)}{k+d+1}} - \frac{\ln \left[\sum_{k=0}^J \frac{B(k; K, \mu)}{(k+d)^2} \right]}{\sum_{k=0}^J \frac{B(k; K, \mu)}{k+d}}. \quad (13)$$

Vale ressaltar ainda que, em [3], há um erro de grafia na equação (13).

As figuras 2 e 3 apresentam a não-linearidade $f(R)$ para um sistema com $2^k=16$ e $L=9$ para duas relações sinal-ruído. As figuras 4 e 5 apresentam a não-linearidade $f(R)$ para um sistema com $2^k=64$ e $L=14$.

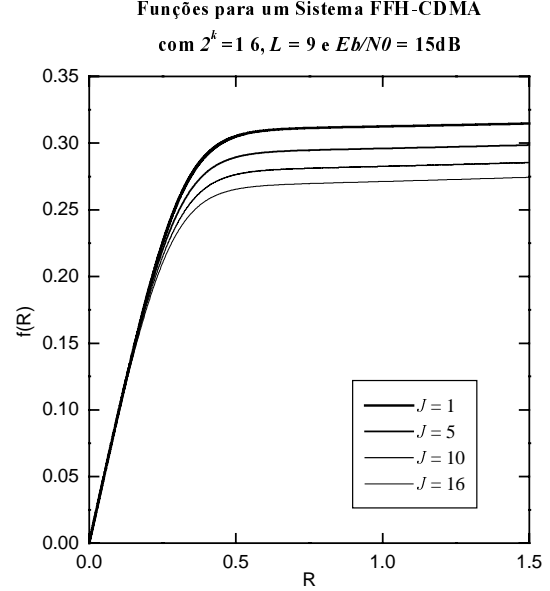


Figura 2. Não-linearidade $f(R)$ para um sistema com $2^k = 16, L = 9$ e $E_b / N_0 = 15 dB$, onde J é o número de usuários interferentes.

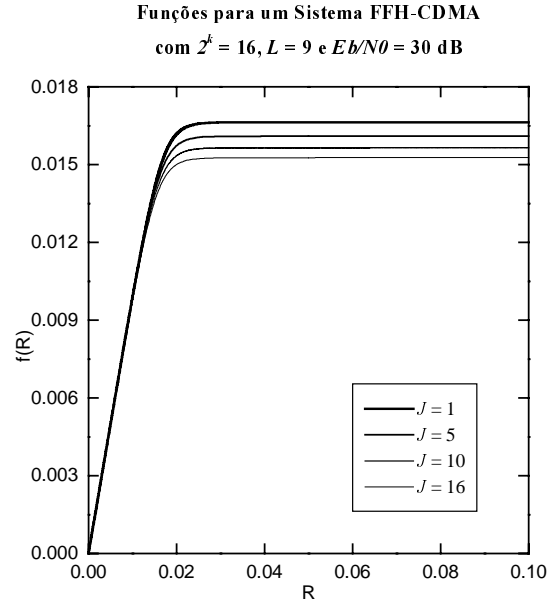


Figura 3. Não-linearidade $f(R)$ para um sistema com $2^k = 16, L = 9$ e $E_b / N_0 = 30 dB$.

Funções para um Sistema FFH-CDMA
com $2^k = 64$ e $L = 14$ e $E_b/N_0 = 15\text{dB}$

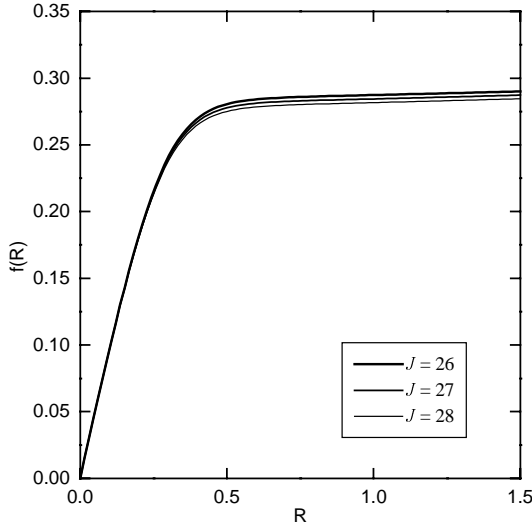


Figura 4. Não-linearidade $f(R)$ para um sistema com $2^k = 64$, $L = 14$ e $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$.

Funções para um Sistema FFH-CDMA
com $2^k = 64$, $L = 14$ e $E_b/N_0 = 30\text{dB}$

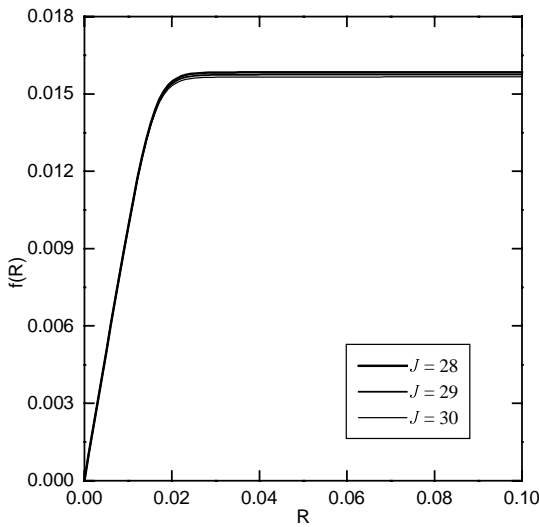


Figura 5. Não-linearidade $f(R)$ para um sistema com $2^k = 64$, $L = 14$ e $E_b / N_0 = 30 \text{ dB}$.

2.1 Receptores FFH-CDMA

Em seguida vamos apresentar as aproximações consideradas para a função $f(R)$. O combinador linear é aquele que implementa a função $f(R)$ como:

$$f_{CL}(R) = R, \quad 0 \leq R < \infty. \quad (14)$$

Da observação das diversas curvas para a função $f(R)$ que foram mostradas nas figuras 2-5, é natural propor-se as seguintes aproximações [3]:

$$f_{DA}(R) = \begin{cases} 0, & 0 \leq R \leq f(1)/2 \\ f(1), & f(1)/2 \leq R < \infty \end{cases}, \quad (15)$$

denominada aproximação por decisão abrupta, e,

$$f_{DS}(R) = \begin{cases} R, & 0 \leq R \leq f(1) \\ f(1), & f(1) \leq R < \infty \end{cases}. \quad (16)$$

denominada aproximação por decisão suave.

Neste ponto é importante observar que as funções $f_{DA}(R)$ e $f_{DS}(R)$, podem ser implementadas com apenas um neurônio cada, pois elas são funções de ativação típicas [7].

3. RNA'S PARA A OBTENÇÃO DA NÃO-LINEARIDADE $f(R)$

A representação da não-linearidade, $f(R)$, pode ser obtida através de uma rede multicamada utilizando *perceptrons*, treinada através do algoritmo *backpropagation* [7]. No treinamento da RNA, as conexões sinápticas (pesos sinápticos) são obtidas. As RNA's implementadas possuem uma entrada, uma camada escondida com cinco neurônios e um neurônio na camada de saída. A arquitetura da RNA implementada é apresentada pela Figura 6.

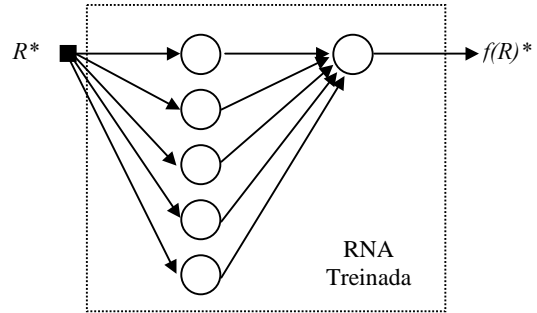


Figura 6. Arquitetura da RNA para a obtenção da não-linearidade $f(R)$. Rede neural com uma entrada, uma camada escondida com cinco neurônios e um neurônio na camada de saída. R^* e $f(R)^*$, representam o par entrada-saída do conjunto de treinamento da RNA, normalizados para os valores entre 0 e +1.

Para um melhor desempenho durante o treinamento da RNA, um pré-processamento do conjunto de treinamento de entrada e saída da RNA é necessário. Assim, os dados utilizados para o treinamento da RNA são normalizados e seus valores são transformados para que fiquem entre 0 e +1, i.e., $R^* = R/me$ e $f^*(R) = f(R)/ms$, onde me é o maior valor do conjunto de treinamento da entrada e ms é o maior valor do conjunto de treinamento de saída. Para todas as RNA's obtidas neste trabalho, o conjunto de treinamento utilizado consiste de 100 pares de entrada e saída. Assim, cada não-linearidade ótima da figura 1, $f(R)$, pode ser implementada através do bloco dado pela figura 7. Note que um pré-processamento e um pós-

processamento para a RNA é necessário, visto que a rede foi treinada para valores normalizados. O pré-processamento consiste na normalização do valor da entrada R , obtido através da divisão de R pelo maior valor do conjunto de treinamento da entrada, me . O pós-processamento consiste na obtenção de $f(R)$ através da resposta da RNA à um dado valor R , obtido da multiplicação de $f(R)/ms$ pelo maior valor do conjunto de treinamento de saída da RNA, ms .

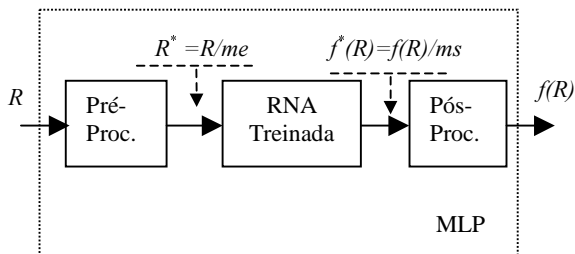


Figura 7. Arquitetura da rede multicamada MLP proposta para a obtenção da não-linearidade $f(R)$. O pré-processamento e pós-processamento, consiste apenas em ajustes para a obtenção dos valores normalizados utilizados pela RNA treinada.

4. SIMULAÇÕES E RESULTADOS OBTIDOS

Com o intuito de validar o uso da rede multicamada MLP proposta, inicialmente foram encontrados vários desempenhos através de simulações em computador digital utilizando-se programas elaborados na linguagem C++. Assim, as probabilidades de erro de bit para cada um dos receptores foram obtidas. Para a obtenção do desempenho desejado, foram necessárias para cada usuário, 10^5 apresentações das matrizes $R = [R_{ni}]$ recebidas. Assim, o número de usuários suportados por cada um dos sistemas apresentados na Tabela 1, para uma probabilidade de erro de bit menor ou igual a 10^{-3} , considerando $E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$ e $E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$, foram obtidos da simulação e estão apresentados na Tabela 3. Dos resultados da tabela podemos concluir que o uso da não-linearidade ideal leva a um ganho adicional de aproximadamente 8% no número de usuários ativos do sistema.

Tabela 3. Número de usuários suportados pelos dois sistemas FFH-CDMA considerados, para uma P_b menor ou igual a 10^{-3} .

Sistema com $2^k = 16$ e $L = 9$	$E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$	$E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$
CL	2	2
DA	3	5
DS	5	5
MV	5	6
Sistema com $2^k = 64$ e $L = 14$	$E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$	$E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$
CL	4	4
DA	<20	24
DS	25	27
MV	27	29

As figuras 8-10 mostram o comportamento da probabilidade de erro de bit em função do número de usuários ativos para os sistemas considerados. Elas mostram também resultados de

desempenho para a implementação da não-linearidade $f(R)$ através das RNA's descritas na seção anterior. Podemos observar que é possível se aproximar do desempenho da não-linearidade ideal (Equação (11)).

Pb para um Sistema FFH-CDMA com $2^k=16$, $L=9$ e $E_b/N_0=15 \text{ dB}$

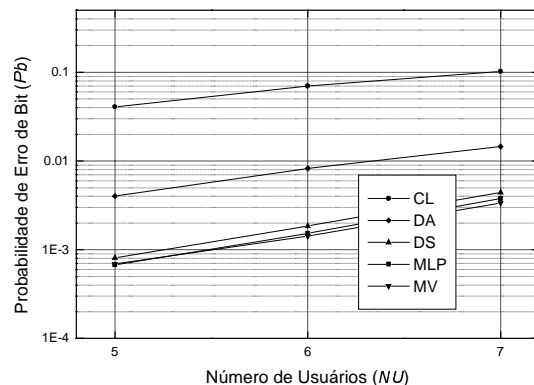


Figura 8. Resultados obtidos para um sistema com $2^k = 16$, $L = 9$ e $E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$.

Pb para um Sistema FFH-CDMA com $2^k=16$, $L=9$ e $E_b/N_0=30 \text{ dB}$

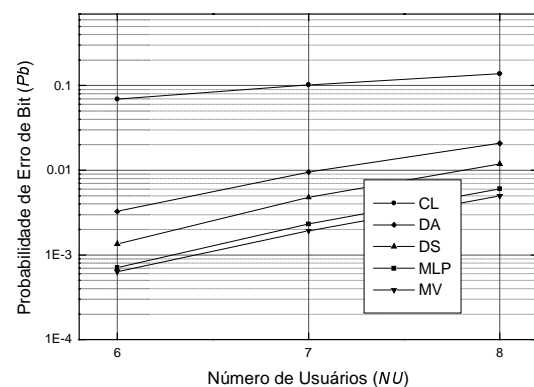


Figura 9. Resultados obtidos para um sistema com $2^k = 16$, $L = 9$ e $E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$.

Pb para um Sistema FFH-CDMA com $2^k=64$, $L=14$ e $E_b/N_0=15 \text{ dB}$

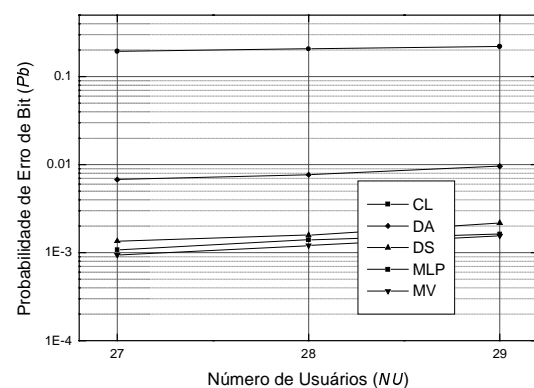


Figura 10. Resultados obtidos para um sistema com $2^k = 64$, $L = 14$ e $E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$.

P_b para um Sistema FFH-CMDA com $2^k=64$, $L=14$ e $E_b/N_0=30$ dB

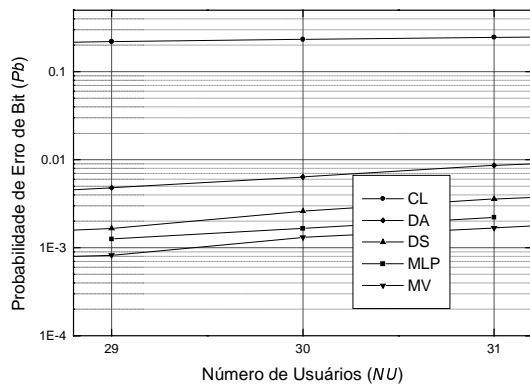


Figura 11. Resultados obtidos para um sistema com $2^k = 64$, $L = 14$ e $E_b / N_0 = 30$ dB .

5. CONCLUSÃO

O artigo considerou um sistema FFH-CDMA e sugeriu o uso de RNA's para a implementação da não-linearidade da regra ótima de MV como também para a implementação de duas aproximações. Os desempenhos da não-linearidade ótima e das aproximações com e sem o uso das RNA's foram comparados através de simulação computacional verificando-se a viabilidade do uso das RNA's. Os resultados de simulação também mostraram o ganho adicional que pode ser obtido através do uso da não-linearidade ótima.

6. REFERÊNCIAS

- [1] GOODMAN, B. J., HENRY, P. S., PRABHU V. K. Frequency-Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio. *B.S.T.J.*, v.59, n.7, p.1257-1275, Sept., 1980.
- [2] GOH, J. G., MARIĆ, S. V. The Capacities of Frequency-Hopped Code-Division Multiple-Access Channels, *IEEE Trans. on Information Theory*, v.44, n.3, May 1998.
- [3] YUE, ON-CHING Maximum Likelihood Combining for Noncoherent and Differentially Coherent Frequency-Hopping Multiple-Access Systems, *IEEE Trans. on Information Theory*, v.IT-28, n.4, Jul 1982.
- [4] DEUS JR, G. A., CASTRO, L. N. e PORTUGHEIS, J. "Mapa auto-organizado não paramétrico (PSOM) aplicado à decisão de Lógica Majoritária", IV Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, Setembro de 1999, pp. 150-155.
- [5] DEUS JR, NETTO, M. L., e PORTUGHEIS, J. "Projeto de Receptores FH-CDMA utilizando Redes Neurais", XVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Setembro de 1999, pp. 265-270.
- [6] YUE, ON-CHING Performance of Frequency-Hopping Multiple-Access Multilevel FSK Systems with Hard-Limited and Linear Combining, *IEEE Trans. on Communications*, v.COM-29, n.1, Nov 1981.
- [7] HAYKIN, S. *Neural Networks – A Comprehensive Foundation*. New York: Prentice Hall, 1999.