

Redes de Acesso Múltiplo por Salto em Frequência

Manish Sharma, Jaime Portugheis, Daniel C. da Cunha, Getúlio A. de Deus Jr. e Vagner V. do Nascimento

Resumo—Este é um artigo tutorial sobre redes de acesso múltiplo por salto em frequência e possui motivação tripla. A primeira está relacionada com a importância prática destas redes. Estas redes aparecem em sistemas comerciais como WiMax, 3GPP LTE e em redes Bluetooth. A segunda está relacionada com a importância teórica do estudo destas redes. O estudo envolve diversos conceitos da teoria das comunicações desde o modelo estatístico do canal de comunicação e da interferência até a capacidade e codificação de canal. A terceira e principal motivação reside no fato de que estas redes, apesar de sua importância prática, são em geral pouco estudadas.

Palavras-Chave—salto em frequência, sistemas de acesso múltiplo, modelo de interferência, codificação e capacidade de canal.

Abstract—This article is a tutorial on frequency hopping multiple access networks which has triple motivation. The first is related to the practical importance of these networks. These networks appear in commercial systems such as WiMAX, 3GPP LTE and Bluetooth networks. The second is related to the theoretical importance of studying these networks. The study involves several concepts of communication theory: from statistical models of communication channels and interference to channel coding and capacity. The third and main reason is the fact that these networks, despite its practical importance, are generally poorly studied.

Keywords—frequency hopping, multiple access systems, interference model, channel coding and capacity.

I. INTRODUÇÃO

Existem diversos resultados na literatura que descrevem o desempenho de redes de acesso múltiplo por salto em frequência sejam elas de salto lento ou rápido, síncronas ou assíncronas [1] - [17]. Entretanto, a maior parte destes resultados consideram o desempenho sem codificação de canal e com as saídas dos detectores de energia com apenas dois níveis de quantização. Dada a importância que o processo de codificação e decodificação de canal possui no projeto de um sistema de comunicação com bom desempenho, podemos afirmar que estas redes de acesso múltiplo foram em geral pouco estudadas. Apesar disto, elas aparecem em sistemas comerciais como WiMax (em seu modo de diversidade), 3GPP LTE e em redes Bluetooth [17]. Nestes sistemas comerciais as redes são caracterizadas como de salto rápido e síncronas. Esta caracterização será o foco deste artigo tutorial.

A Seção II descreve o modelo do sistema definindo redes de salto rápido e de salto lento como também redes síncronas e assíncronas. A Seção III define um modelo das densidades de probabilidades de transição do canal que inclui a interferência

entre os usuários da rede. A Seção IV considera o desempenho das redes sem codificação de canal e compara resultados de desempenho para saídas dos detectores de energia quantizadas e não-quantizadas. Dada a limitação de espaço, a Seção V compara resultados de desempenho para sistemas com codificação de canal apenas para códigos turbo-produto. A Seção VI descreve resultados de desempenho de uma rede sem sequência de saltos, e finalmente, a Seção VII tece alguns comentários.

II. MODELO DO SISTEMA

O sistema possui T usuários ativos idênticos que compartilham um canal de acesso múltiplo. A Figura 1 mostra o diagrama de blocos do sistema. Cada usuário transmite informação utilizando um código corretor de erros Q -ário. Na saída do codificador pode-se utilizar um entrelaçador de bits ou um entrelaçador de símbolos. Se os códigos forem binários, isto é $Q = 2$, o entrelaçamento de símbolos é realizado após o mapeamento dos bits em símbolos Q -ários [13]. Se o comprimento das sequências binárias codificadas não for um inteiro múltiplo de $\log_2(Q)$, isto é, o mapeamento dos bits em símbolos não é casado, bits de enchimento são introduzidos [7].

Após o entrelaçamento, os símbolos Q -ários entram no modulador M -FSK com $M \leq Q$. Se $M < Q$, cada símbolo do código pode ser transmitido utilizando-se mais de um sinal M -FSK [9]. E finalmente, os sinais FSK entram no processador de salto em frequências (“frequency hopper”) e são enviados através do canal de acesso múltiplo.

O canal é dividido em N sub-canais adjacentes com uma portadora de frequência distinta disponível em cada um desses sub-canais. Após o processador de salto em frequências, o sinal transmitido pelo j -ésimo usuário para um símbolo de duração T_s pode ser expresso como

$$s_j(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \cos \left(2\pi \left[f_j + \frac{m_j}{T_s} \right] t + \phi_j \right) \quad (1)$$

em que E é a energia por símbolo, f_j é a frequência do salto que identifica um dos N sub-canais, m_j , $m_j = 0, 1, \dots, M-1$, é o símbolo M -FSK e ϕ_j está uniformemente distribuída sobre o intervalo $[0, 2\pi]$. Seja T_h , a duração de um salto em frequência. Se $T_h > T_s$, o sistema é dito ser um sistema de salto em frequência lento. Se $T_h = T_s$, o sistema é dito ser um sistema de salto em frequência rápido.

Uma possibilidade de se obter um sistema de salto em frequência rápido é fazendo $f_j = f_0$, para todo j , e substituindo m_j em (1) pela seguinte soma

$$m_j^\ell \oplus h_j^\ell, \quad \ell = 1, \dots, L \quad (2)$$

em que \oplus denota uma soma modulo N , m_j^ℓ denota L símbolos M -FSK repetidos (com distribuição uniforme sobre

Manish Sharma está no IEET-ITA, São José dos Campos, SP. E-mail: manish@ita.br. Jaime Portugheis está na FT-UNICAMP, Limeira, SP. E-mail: jaime@ft.unicamp.br. Daniel C. da Cunha está no CIn-UFPE, Recife, PE. E-mail: dcunha@c.in.ufpe.br. Getúlio A. de Deus Jr. está EEEEC-UFMG, Goiânia, GO. E-mail: gdeusjr@gmail.com. Vagner V. do Nascimento está na Petrobrás, Aracajú, SE. E-mail: vagnervale@gmail.com.

os seus M valores possíveis), e h_j^ℓ é a sequência de salto em frequências. Assumindo que a sequência de salto em frequências é independente e uniformemente distribuída sobre $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$, a soma acima é também independente e uniformemente distribuída sobre $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$. Este sistema foi proposto em [12] como sendo uma generalização do sistema descrito em [3] para o qual $N = M$. Nas seções que seguem iremos descrever resultados para sistemas em que $N = M$. Assumiremos também que os atrasos relativos sofridos por todos os usuários são desprezíveis quando comparados com a duração de símbolo T_s . Isto significa que a rede é síncrona. Caso contrário, ela será assíncrona.

III. MODELO DE CANAL E DE INTERFERÊNCIA

O canal visto pelo codificador é composto pelo *frequency hopper*, pelo canal com desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência, com ruído térmico no receptor e interferência multiusuário, pelo *frequency dehopper* e pelos M detectores de energia não coerentes (Demodulador FSK). Considere $R_{n\ell}$ como cada saída não quantizada dos detectores de energia. Supondo que a interferência é Gaussiana com variância aleatória, definida como em [3], o canal anteriormente mencionado pode ser modelado por ML funções densidade de probabilidade, $p(R_{n\ell}|m_j)$, $0 \leq n, m_j \leq M-1$, $0 \leq \ell \leq L-1$. Cada função $p(R_{n\ell}|m_j)$ é dada por

$$p(R_{n\ell}|m_j) = \sum_{k=0}^{T-1} \frac{B(k; T-1, \mu)}{k+d+\delta_{nm}} \exp\left(-\frac{R_{n\ell}}{k+d+\delta_{nm}}\right) \quad (3)$$

em que $\mu = 1/M$, δ_{nm} é o delta de Kronecker, $B(k; T-1, \mu) = \binom{T-1}{k} \mu^k (1-\mu)^{T-1-k}$ e d é definido como

$$d = \frac{N_0}{E} \quad (4)$$

onde N_0 é a densidade unilateral do ruído térmico do receptor.

Seja $\mathbf{m} = (m_0, m_1, \dots, m_j, \dots, m_{s-1})$ uma sequência de símbolos de comprimento s e $\mathbb{R} = (\mathcal{R}^0, \dots, \mathcal{R}^j, \dots, \mathcal{R}^{s-1})$ uma sequência recebida. Pelo fato das saídas não quantizadas dos detectores de energia $R_{n\ell}$ serem estatisticamente independentes, a densidade de probabilidade conjunta $p(\mathbb{R}|\mathbf{m})$ fatora como um produto das densidades de probabilidade $p(R_{n\ell}|m_j)$. Estas densidades são a base para o cálculo das confiabilidades utilizadas por algoritmos de decodificação de códigos por decisão suave sejam estes algoritmos iterativos ou não.

Vale a pena ressaltar que o modelo de canal e interferência descrito nesta seção foi deduzido recentemente em [17] considerando-se uniformidade e independência entre os usuários interferentes mas sem a consideração feita em [3] de que a interferência é Gaussiana.

IV. DESEMPENHO DAS REDES SEM CODIFICAÇÃO DE CANAL

Na década de 1980 surgiram vários trabalhos considerando quantização das saídas $R_{n\ell}$ dos detectores de energia [1]. Pode-se associar a estas saídas quantizadas uma matriz

com N linhas e L colunas. Cada linha representa uma frequência e cada coluna representa um instante de tempo. A matriz recebida é obtida através da combinação das matrizes transmitidas por diferentes usuários. Os valores recebidos desta matriz representam o uso ou não de uma frequência por um ou mais usuários em um dado instante. Devido ao ruído, pode haver erros na recepção que causem alarmes falsos (o receptor decide que há usuários ativos numa entrada da matriz quando não há) ou falhas (o receptor não detecta a presença de usuários ativos numa entrada). A detecção é feita aplicando o inverso da soma módulo N realizada no transmissor (soma do vetor de saltos) à matriz recebida, obtendo-se uma matriz desembaralhada. Decide-se pela linha que contém o maior número de entradas. Como há vários usuários, é possível que na recepção mais de uma linha esteja completa. Neste caso, escolhe-se aleatoriamente uma das linhas.

O método do parágrafo anterior utiliza saídas quantizadas em dois níveis: presença ou ausência de sinal. Em [6], uma variação do método quantiza a saída em três níveis: ausência de sinal, presença de somente um usuário, ou presença de mais de um usuário. Esta variação tem desempenho semelhante ao de um critério de minimização de probabilidade de erro para dois níveis de detecção, mas sua complexidade é inferior. É apropriada tanto para canais Gaussianos como para canais com desvanecimento Rayleigh.

Yue estudou o caso em que as saídas $R_{n\ell}$ não são quantizadas e demonstrou em [3] que a estrutura do receptor de máxima verossimilhança (que minimiza a probabilidade de erro de símbolo FSK) pode ser obtida se uma não-linearidade instantânea de difícil implementação for utilizada. Em [10] foi sugerida a implementação desta não linearidade através de um único perceptron. O desempenho do receptor com a regra ótima de máxima verossimilhança foi comparado com o desempenho utilizando-se o perceptron. A perda de desempenho observada foi desprezível. Adicionalmente, comparou-se o desempenho da regra ótima com o de um limitador suave e a degradação observada também foi desprezível. Assim, na Tabela I são comparados resultados (considerando-se uma probabilidade de erro de bit típica da voz digitalizada de 10^{-3}) para o número de usuários possíveis de serem acomodados por três não-linearidades distintas: combinação linear (LC), limitador abrupto (HL) e limitador suave (SL) [10]. Considerou-se dois valores distintos de E_b/N_0 , onde $E_b = E/\log_2 M$. A vantagem do uso de limitadores suaves é evidente. Por exemplo, para o sistema com $M = 256$, $L = 19$, o SL permite aproximadamente 12% (52%) a mais de usuários ativos do que o HL para $E_b/N_0 = 25\text{dB}$ (12.5dB). O uso de um LC leva a um desempenho bem ruim.

V. DESEMPENHO DAS REDES COM CODIFICAÇÃO DE CANAL

Uma primeira comparação de desempenho entre diferentes esquemas de codificação de canal para o sistema considerado neste trabalho foi realizada em [7]. Códigos Reed-Solomon (RS), códigos convolucionais e códigos turbo-convolucionais foram considerados. Os códigos considerados não tiveram seus

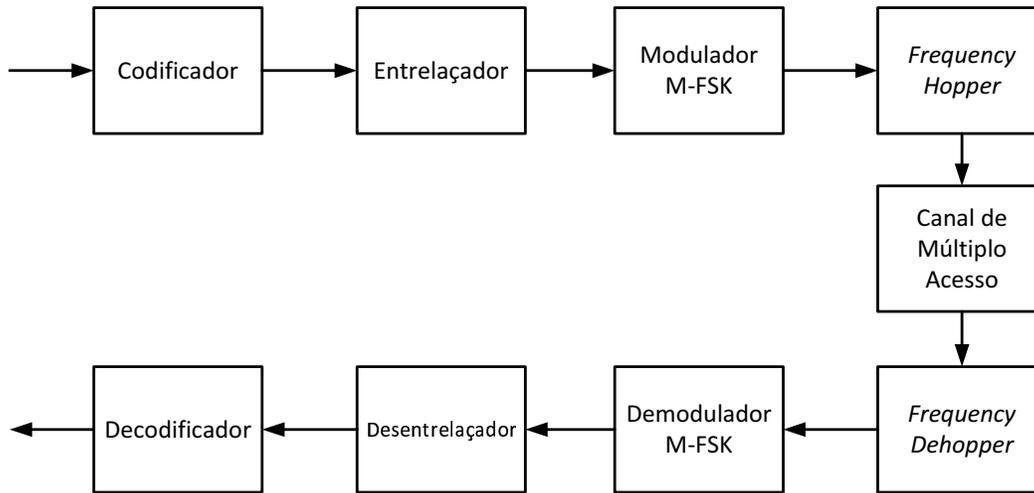


Fig. 1. Diagrama do sistema de múltiplo acesso.

parâmetros previamente projetados. A utilização de códigos convolucionais com parâmetros projetados foi realizada em [11] e demonstrou ser efetiva para levar o sistema a um desempenho próximo da taxa de corte do canal, R_0 . Devido ao espaço limitado iremos nesta seção fazer apenas uma comparação do desempenho de códigos turbo-produto que foram obtidos em [18], [14].

Códigos produto [18] representam uma maneira simples e relativamente eficiente para a construção de códigos de bloco longos a partir de códigos componentes curtos. Códigos produto bidimensionais clássicos são obtidos a partir da concatenação serial de dois códigos de bloco lineares $C_a(n_a, k_a, d_a)$ e $C_b(n_b, k_b, d_b)$ sobre $GF(Q)$, onde (n, k, d) representa um código de bloco de comprimento n , k símbolos

de informação e distância de Hamming mínima d . O código produto resultante $P(n_p, k_p, d_p)$ possui comprimento $n_p = n_a n_b$, $k_p = k_a k_b$ símbolos de informação e distância mínima $d_p = d_a d_b$. As n_a linhas do código produto são palavras-código de C_a e as n_b colunas são palavras-código de C_b . Neste trabalho, consideraremos a utilização de códigos produto RS compostos por códigos componentes RS sobre $GF(Q)$ idênticos, assim como códigos produto construídos a partir de códigos lineares binários iguais.

As linhas e colunas de um código produto P podem ser decodificadas por um método iterativo chamado decodificação turbo [19], independente de P ser um código binário ou Q -ário. O algoritmo de decodificação turbo em questão utiliza um decodificador baseado em decisão suave (algoritmo

TABELA I
NÚMERO DE USUÁRIOS (T) NO SISTEMA PARA $BER = 10^{-3}$.

Parâmetros	Não-Linearidade	$\frac{E_b}{N_0} = 25$ dB	$\frac{E_b}{N_0} = 12.5$ dB
$M = 6$ and $L = 4$	LC	-	-
	HL	-	-
	SL	1-2	-
$M = 16$ and $L = 9$	LC	-	-
	HL	6-7	-
	SL	7-8	1-2
$M = 32$ and $L = 6$	LC	-	-
	HL	6-7	-
	SL	7-8	1-2
$M = 64$ and $L = 14$	LC	2-3	-
	HL	33-34	3-4
	SL	37-38	8-9
$M = 128$ and $L = 16$	LC	3-4	2-3
	HL	69-70	8-9
	SL	78-79	18-19
$M = 256$ and $L = 19$	LC	7-8	4-5
	HL	153-154	22-23
	SL	171-172	43-44

de Chase [20], por exemplo) para as linhas (colunas) do código produto. Posteriormente, é realizado um cálculo de confiabilidade da decisão obtida pelo decodificador componente (*soft output*), que será usada para a geração da entrada da decodificação das colunas (linhas) seguintes. Este processo é repetido de forma iterativa até que um critério de parada seja atendido, que pode ser um número máximo de iterações ou a estimação de uma palavra-código válida.

O sistema de acesso múltiplo por salto em frequência ilustrado na Figura 1 foi simulado na intenção de se obter o desempenho da decodificação iterativa de códigos produto binários e Q -ários. Os parâmetros do sistema foram $M = 32$, $L = 6$ e $E_b/N_0 = 25$ dB. Os códigos produto considerados neste trabalho foram os códigos $P_1(400, 196, 16)$, $P_2(225, 196, 4)$ (ambos binários) e $P_3(784, 400, 81)$ (Q -ário). O código P_1 é formado a partir da concatenação de dois códigos $C_1(20, 14, 4)$, enquanto o código P_2 é gerado a partir da concatenação dos códigos $C_2(15, 14, 2)$. Por fim, o código produto P_3 é obtido a partir de códigos RS $C_3(28, 20, 9)$. Para os códigos que compõem o código P_1 , foi utilizado o algoritmo de Chase [20]. Para o código produto Q -ário P_3 , foi empregado o algoritmo de decodificação iterativa definido em [14], proposto a partir de uma modificação do algoritmo de Chase para códigos Q -ários (denotado por Chase Q -ário). Finalmente, foram também considerados os códigos RS $C_3(28, 20, 9)$ e os algoritmos de decodificação de Berlekamp-Massey (BM) e Chase Q -ário, este último já mencionado.

A eficiência espectral η de um sistema com codificação de canal pode ser definida como

$$\eta = T \frac{\log_2 M}{LM} R$$

onde $R = k/n$ é a taxa do código. A Figura 2 ilustra as curvas de probabilidade de erro de bit (BER) versus eficiência espectral para o sistema de acesso múltiplo por salto em frequência definido na Seção II, considerando os códigos e algoritmos descritos anteriormente. Os números colocados ao lado de alguns pontos das curvas indicam o número de usuários ativos. Na Figura podemos observar a superioridade do sistema que opera com códigos Q -ários e com o algoritmo de decodificação iterativa proposto em [14] (para $\text{BER}=10^{-4}$, o sistema suporta 22 usuários com η próximo de 0,3).

VI. PROJETO E DESEMPENHO DE UMA REDE SEM SEQUÊNCIAS DE SALTOS

A utilização das sequências de salto apresentadas nas seções anteriores equivale a utilizar um código de repetição com taxa $1/L$ pois a mesma informação é transmitida utilizando-se L vezes o canal. Isto implica na redução da eficiência espectral do sistema e no distanciamento da capacidade do canal. Taxas mais altas podem ser obtidas se a sequência de salto for removida e se o acesso múltiplo ao canal for realizado através da utilização de uma classe de códigos que podem ser projetados com desempenho próximo da capacidade de canal. Uma possível classe são os códigos RA (do inglês *Repeat Accumulate*) [21], [22]. O receptor executa a detecção conjunta de todos os usuários simultaneamente de forma

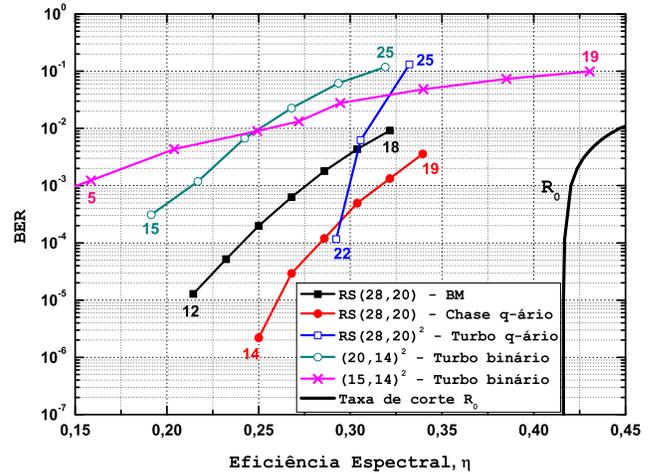


Fig. 2. Desempenho de Códigos Produto.

iterativa através de um algoritmo de passagem de mensagens [22].

Os resultados mostrados a seguir utilizam códigos projetados através da técnica de curvas EXIT [22]. No projeto, considerou-se o detector conjunto como um código componente e o conjunto de todos os T codificadores, um para cada usuário, como outro código componente. O conceito por trás deste método é que, se desejamos que todos os usuários tenham a mesma taxa, os seus codificadores podem possuir parâmetros iguais mas suas implementações podem ser distintas. Desta forma, quando o detector conjunto fornece uma certa quantidade de informação sobre os bits transmitidos, todos os decodificadores retornarão na média a mesma quantidade de informação extrínseca sobre os mesmos bits, pois este valor depende mais dos parâmetros dos codificadores do que de sua implementação (respeitados alguns limites).

Os parâmetros principais dos sistemas que utilizam os códigos projetados estão resumidos na Tabela II. Todos os sistemas foram projetados para um valor de $E_t/N_0 = 5$ dB, onde $E_t = E/\log_2 N$. A taxa indicada é a taxa individual de cada usuário. O valor de capacidade apresentado é normalizado em bit, ou seja, $C/(k \cdot T)$. Apresentamos também os valores de $(E_t/N_0)_c$, que indica qual deveria ser o valor desta variável para que a taxa do sistema fosse igual à capacidade do canal, e o valor $(E_t/N_0)_o$, que indica o valor de E_t/N_0 para que a probabilidade de erro de bit fosse igual a 10^{-5} , obtidos através de simulações quando o código tem comprimento de 10^5 bits. A diferença entre $(E_t/N_0)_c$ e $(E_t/N_0)_o$ pode ser interpretada como uma distância do projeto para a capacidade do canal. Os dois primeiros sistemas estão a menos de 3dB da capacidade.

TABELA II
PARÂMETROS DOS SISTEMAS PROJETADOS

Sistema	N	T	Taxa	Capacidade	$(\frac{E_t}{N_0})_c$	$(\frac{E_t}{N_0})_o$
A	4	2	0,3711	0,4198	3,9	6,7
B	4	3	0,2761	0,2958	4,4	7,1
C	8	2	0,5156	0,5388	4,5	7,7
D	16	3	0,5267	0,5352	4,8	8,6

Resultados de simulação para probabilidade de erro de bit estão apresentados na Figura 3. Os codificadores utilizados para a obtenção destes resultados foram projetados através da escolha aleatória de matrizes de paridade considerando os valores dos graus dos nós de variável e dos nós de paridade obtidos no processo de otimização das curvas EXIT [22]. Além disso, os codificadores foram trocados a cada 10 palavras transmitidas. O critério de parada dos decodificadores foi encontrar uma palavra código válida ou realizar no máximo 1000 iterações. Ao encontrar uma palavra código válida para um usuário, o seu respectivo decodificador substituiu as mensagens geradas pelo algoritmo de passagem de mensagens por mensagens indicando alta confiança sobre os valores decodificados, o que na prática acelerava a decodificação dos outros usuários. De fato, foi observado que após a decodificação correta da palavra de um único usuário, os outros eram decodificados em poucas iterações.

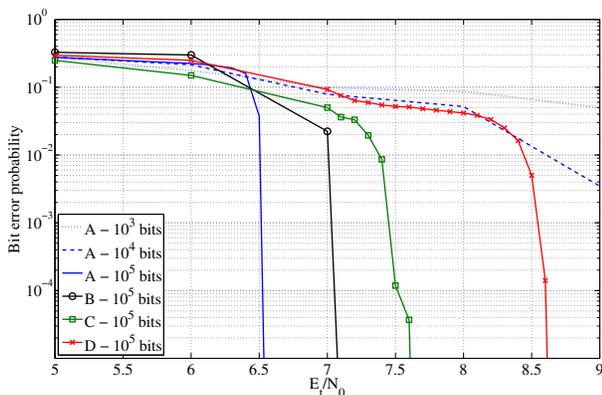


Fig. 3. Simulações de Probabilidade de Erro de Bit

VII. COMENTÁRIO FINAL

Este artigo tutorial descreveu de maneira sucinta resultados de desempenho para redes síncronas de acesso múltiplo por salto rápido em frequência. Foram apresentadas algumas comparações de desempenho para redes sem (Seção IV) e com codificação de canal (Seção V). O desempenho destas redes é fortemente influenciado pelo modelo de canal e de interferência utilizado. Sendo assim, uma dificuldade de comparação de desempenho de diversos resultados obtidos na literatura reside no fato de que os resultados utilizam modelos distintos. Na Seção VI foram descritos resultados para redes que não utilizam sequências de saltos (equivalentes a um código de repetição). Nestas redes, o projeto da codificação e decodificação de canal utilizando técnicas de curvas EXIT permitiu operação com taxas de codificação R que não podem ser atingidas por redes que utilizam sequências de saltos. Uma comparação dos resultados da Seção VI com os mostrados na Seção V está para ser desenvolvida.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Ricardo L. de Queiroz e a Rosângela F. Coelho pelo convite para participação na sessão especial de posters.

REFERÊNCIAS

- [1] D. J. Goodman, P. S. Henry and V. K. Prabhu, "Frequency-hopped multilevel FSK for mobile radio" *Bell Systems Technical Journal*, v. 59, n. 7, pp. 1257-1275, Sep. 1980.
- [2] U. Timor, "Improved decoding scheme for frequency-hopped multilevel FSK system" *Bell Systems Technical Journal*, v. 59, n. 10, pp. 1839-1855, Dec. 1980.
- [3] O. -C. Yue., "Maximum likelihood combining for noncoherent and differentially coherent frequency-hopping multiple-access systems," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.IT-28, n. 4, pp. 631-639, 1982.
- [4] T. Mabuchi, R. Khono and H. Imai. "Multiuser detection scheme based on canceling cochannel interference for MFSK/FH-SSMA systems" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 12, n. 4, pp.593-604, May 1994.
- [5] U. Fiebig "An algorithm for joint detection in fast frequency hopping systems" *1996 IEEE International Conference on Converging Technologies for Tomorrow Applications*, v1, pp. 90-95, Jun. 1996.
- [6] Xia Wang, Shihua Zhu and Delong Sun "Cochannel interference cancellation for frequency hopped multiple access systems" *2004 IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Aug. 2004.
- [7] U. Fiebig and P. Robertson, "Soft decision and erasure decoding in fast frequency-hopping systems with convolutional, turbo, and Reed-Solomon codes", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 47, n. 11, pp. 1646-1653, 1999.
- [8] G. A. de Deus Jr. and J. Portugheis, "Coding for FFH-CDMA Systems", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory*, Vol. 1, p. 336, 2002.
- [9] K. Choi and K. Cheun, "Maximum throughput of FHSS multiple-access networks using MFSK modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, n. 3, pp. 426-434, 2004.
- [10] G. A. de Deus Jr. and J. Portugheis, "Coding for FFH-CDMA Systems - Part I: Capacity and Cutoff Rate", *Proceedings of the IEEE 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 312-316, Aug. 2006.
- [11] G. A. de Deus Jr. and J. Portugheis, "Coding for FFH-CDMA Systems - Part II: System Design", *Proceedings of the IEEE 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 317-321, Aug. 2006.
- [12] K. Choi and K. Cheun, "Optimum parameters for maximum throughput of FHMA system with multilevel FSK," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, n. 5, pp. 1485-1492, 2006.
- [13] Y.-S. Liu, "Bit-interleaving in fast FH/SSMA systems with M-FSK modulation", *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 6, n. 9, pp. 3154-3158, 2007.
- [14] V. V. Nascimento, D. C. Cunha and J Portugheis, "Iterative decoding of q-ary Product Codes in FFH-CDMA Systems," *Proceedings of the 9th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 121-125, July 2008.
- [15] M. Sharma and J. Portugheis, "Iterative decoding bounds for multiuser MFSK," *Proceedings of the 9th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 126-130, July 2008.
- [16] M. Sharma and J. Portugheis, "On the sum capacity of a T-user N-frequency multiple access channel with noise," *European Transactions on Telecommunications*, John Wiley and Sons, vol. 21, pp. 23-29, Jan. 2010.
- [17] S. Hong, C. Seol and K. Cheun, "Performance of Soft Decision Decoded Synchronous FHSS Multiple Access Networks Using MFSK Modulation under Rayleigh Fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 4, pp. 1066-1077, April 2011.
- [18] D. C. Cunha e J. Portugheis, "Decodificação Iterativa (Turbo) de Códigos Produto em Canais Não-Gaussianos," *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, Rio de Janeiro-RJ, Oct. 2003.
- [19] R. Pyndiah, "Near optimum decoding of product codes: block turbo codes," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 2, n. 8, pp. 1003-1010, Ago 1998.
- [20] D. Chase, "A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-18, n. 1, pp. 170-182, Jan 1972.
- [21] D. Divsalar, H.Jin and R. J. McEliece, "Coding theorems for turbo-like codes" *Proceedings 36th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, pp. 201-210, Sep. 1998.
- [22] S. ten Brink and G. Kramer, "Design of repeat-accumulate codes for iterative detection and decoding" *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 51, n. 11, pp. 2764-2772, Nov. 2003.