

Equalização Turbo com Complexidade Reduzida para Canais MIMO usando Mapeamento Aleatório

Richard Demo Souza, Renato da Rocha Lopes e Javier Garcia-Frias

Resumo—É sabido que sistemas sem fio com múltiplas antenas de transmissão e/ou recepção (MIMO) apresentam grande robustez ao desvanecimento, conhecida como ganho de diversidade. Infelizmente, se o canal introduzir interferência entre símbolos (IES), a complexidade destes sistemas pode ser impraticável. Neste trabalho, investigamos o uso de mapeamento aleatório como uma alternativa de baixa complexidade para prover ganho de diversidade em sistemas MIMO com IES. Mostraremos que o sistema resultante possui uma complexidade bem menor do que a de sistemas existentes, apresenta boa robustez a erros de estimação do canal, e apresenta bons ganhos de diversidade.

Palavras-Chave—Equalização turbo, canais MIMO, diversidade, mapeamento aleatório, códigos turbo, canais com IES.

Abstract—Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems are known to be robust against fading, providing what is known as diversity gain. However, for channel with intersymbol interference (ISI), the complexity of MIMO systems may be unfeasible. In this paper, we investigate the use of random signal mapping as a source of diversity gain in MIMO systems with ISI. We show that the proposed system has much lower complexity than existing solutions, is robust against channel mismatch, and provides good diversity gains.

Keywords—Turbo equalization, MIMO channels, diversity, random mapping, turbo codes, ISI channels.

I. INTRODUÇÃO

De forma independente, Telatar [1] e Foschini e Gans [2] demonstraram que é possível elevar consideravelmente a capacidade de sistemas de comunicação sem fio através da utilização de múltiplas antenas, tanto no transmissor quanto no receptor. Além disso, sabe-se que o uso de múltiplas antenas pode aumentar a robustez da transmissão ao desvanecimento. De fato, em [3], Tarokh *et al* introduziram os chamados códigos espaço-temporais (STC's), em que uma redundância é inserida de forma apropriada tanto no espaço (antenas transmissoras) quanto no tempo, de modo que ganhos de diversidade e de código possam ser obtidos simultaneamente. Os STC's já foram analisados extensivamente para o caso de um canal com desvanecimento plano, e podem ser divididos basicamente entre os de treliça (STTC) [3]–[6] e os de

bloco (STBC) [7], [8]. Porém, quando se considera taxas de transmissão muito altas, situação na qual a largura de banda do sinal a ser transmitido ultrapassa a da banda de coerência [9], [10], o canal começa a apresentar seletividade em frequência e, portanto, interferência entre os símbolos (IES). Para lidar com esse problema, algumas técnicas diferentes de equalização foram propostas e analisadas por vários pesquisadores nos últimos anos [11]–[15].

Aqui nos concentramos no caso de equalização turbo [16] para canais com múltiplas antenas (MIMO), como é feito por exemplo em [11] e [15]. Entretanto, ao invés de codificar os dados usando um STBC ou um STTC, nós utilizamos um código turbo padrão [17] e uma técnica de diversidade espacial recentemente proposta baseada em mapeamento aleatório de sinais [18]. O mapeamento aleatório de sinais (RSM) foi originalmente proposto para canais planos. No RSM, após uma codificação temporal tradicional, os dados são replicados em cada um dos N ramos do sistema (antena), onde então N mapeadores aleatórios diferentes são usados para mapear os dados codificados em símbolos de uma constelação. Este procedimento simples é suficiente para prover diversidade completa, apresentado uma diminuição de complexidade considerável mesmo quando comparado com os STBC, os quais já são mais simples que os STTC. Além disso, o RSM permite que o número de antenas transmissoras, e conseqüentemente o ganho de diversidade, seja aumentado sem os problemas de perda de taxa comuns aos STBC. Finalmente, o RSM é um esquema extremamente flexível, permitindo um aumento no número de antenas de transmissão e/ou recepção sem a necessidade de muitas mudanças no sistema.

Neste trabalho, nós demonstramos, via simulação, que o RSM também é capaz de prover ganho de diversidade para o caso de canais seletivos em frequência. Além disso, demonstramos também que a complexidade computacional resultante é muito menor do que no caso em que STBC's ou STTC's são usados em um esquema com equalização turbo [15]. A economia em complexidade computacional cresce exponencialmente com o número de antenas transmissoras, tornado plausível que um esquema de equalização MAP seja utilizado em um sistema com múltiplas antenas.

Este artigo é organizado da seguinte maneira. Na Seção II, introduzimos o modelo do sistema a ser considerado. Na Seção III, apresentamos diversas simulações computacionais explorando os efeitos do número de antenas, do atraso de decodificação e do conhecimento imperfeito do canal no desempenho do sistema. A complexidade computacional do esquema proposto é discutida na Seção IV, enquanto que na Seção V nós concluímos o artigo.

Richard Demo Souza está vinculado ao Departamento Acadêmico de Eletrônica e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial (CPGEI), Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, CEFET/PR, Curitiba - PR. Fone: 41 3104708. e-mail: richard@cpgei.cefetpr.br

Renato da Rocha Lopes está vinculado ao Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, CP 6101 13083-970 - Campinas - SP, Fone: (19) 3788-3857, e-mail: rlopes@decom.fee.unicamp.br

Javier Garcia-Frias está vinculado ao Electrical and Computer Engineering Department, University of Delaware, Newark - DE, EUA. Fone: +1 302 8310751. e-mail: jgarcia@ece.udel.edu

II. MODELO DO SISTEMA

Neste trabalho, consideramos um sistema de comunicações sem fio com N antenas transmissoras e M antenas receptoras, em um ambiente com desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência. O sinal recebido pela j -ésima antena no instante de tempo k , $y^j(k)$, é dado por:

$$y^j(k) = \sum_{i=1}^N \sum_{d=0}^{D-1} \sqrt{E_S/N} s^i(k-d) h_{i,j}(d) + \eta^j(k), \quad (1)$$

onde $s^i(k)$ é um símbolo m -PSK representando os dados transmitidos pela antena i no instante de tempo k ; E_S/N é a energia dos símbolos transmitidos; $\eta^j(k)$ é uma variável aleatória Gaussiana complexa, de média nula e variância $N_0/2$ por dimensão; $h_{i,j}(d)$ são variáveis aleatórias Rayleigh, independentes e identicamente distribuídas, de média nula e variância σ_d^2 , onde $\sum_{d=0}^{D-1} \sigma_d^2 = 1$. Os coeficientes do canal com desvanecimento, $h_{i,j}(d)$, são assumidos espacialmente decorrelacionados, e constantes durante um bloco de transmissão, mudando independentemente de bloco para bloco.

O símbolo m -PSK, $s^i(k)$, que é transmitido pela i -ésima antena, é obtido com base no esquema apresentado em [18], o RSM, conforme mostrado na Figura 1. A fonte u_k é uma variável aleatória binária simétrica. Os bits de informação u_k são codificados usando um código turbo paralelo padrão [17], com um entrelaçador de comprimento I . Em seguida, os bits são agrupados, processados por um entrelaçador de canal de comprimento J e mapeados em um símbolo de uma constelação, formando a sequência x_k de símbolos m -PSK. Esta sequência é replicada em N cópias, uma por antena, que vão alimentar os N mapeadores aleatórios (RSM), gerando as N sequências de símbolos m -PSK ($s_k^i = e^{j\phi_k^i} x_k$, $i = 1, \dots, N$) que são transmitidas pelas N antenas. Neste caso, a equação (1) pode ser reescrita como:

$$y^j(k) = \sum_{d=0}^{D-1} \sqrt{E_S} x(k-d) f_k^j(d) + \eta^j(k), \quad (2)$$

onde $f_k^j(d) = \sqrt{1/N} \sum_{i=1}^N h_{i,j}(d) e^{j\phi_k^i}$, e ϕ_k^i é uma variável aleatória discreta uniformemente distribuída em $[0, 2\pi(m-1)/m]$. Note que os coeficientes efetivos do desvanecimento, $f_k^j(d)$, são variantes no tempo e o modelo completo reduz-se de um MIMO para um SIMO (uma única entrada e uma ou mais saídas).

Uma vez que o modelo equivalente, do ponto de vista do receptor, foi reduzido de um MIMO para um SIMO, a recepção pode ser feita com base em técnicas propostas para sistemas SISO. Na Figura 2 apresentamos o diagrama de blocos para o receptor proposto em [19], o qual será utilizado aqui, e que consiste em três blocos básicos: o detector (equalizador), que lida com os efeitos provocados pelo canal com IES; e os dois decodificadores correspondentes a cada um dos codificadores convolucionais constituintes do código turbo. O detector faz equalização MAP sobre a treliça do canal definido por (2). Cada bloco calcula informação extrínseca a respeito dos dados recebidos, e esta é passada aos outros blocos onde será então usada como informação *a priori* [19]. O processo continua iterativamente como num esquema de

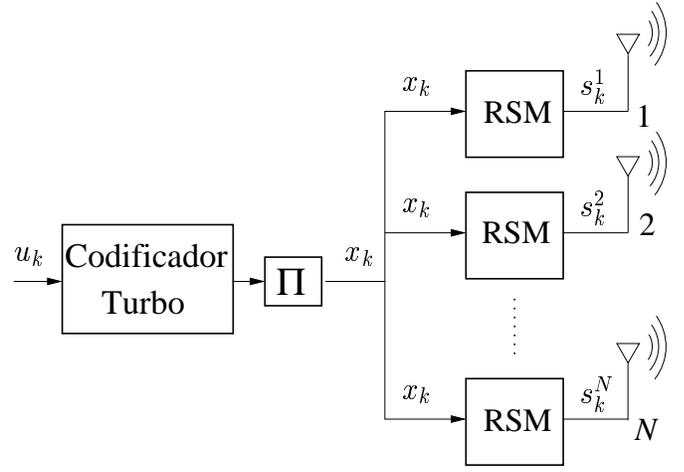


Fig. 1. Diagrama de blocos do sistema proposto, com N antenas transmissoras, codificação turbo e mapeamento aleatório. Π representa as operações de entrelaçamento e mapeamento.

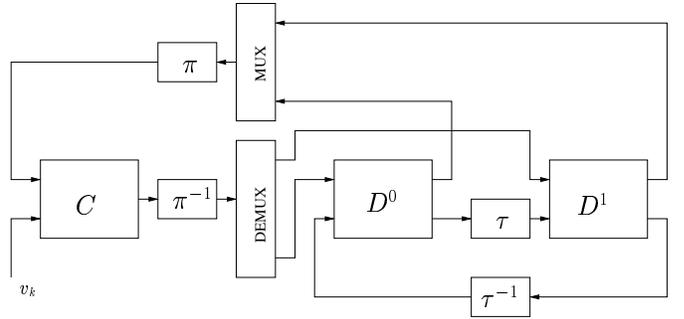


Fig. 2. Diagrama de blocos para o receptor, onde D^0 e D^1 são os decodificadores constituintes, C é o bloco do canal (responsável pela equalização MAP dos dados transmitidos), v_k são os símbolos recebidos, τ é o entrelaçador do codificador, e π é o entrelaçador do canal.

decodificação turbo padrão [17], com a diferença que cada uma das iterações inclui não apenas uma passagem por cada um dos dois decodificadores constituintes, mas também pelo detector (equalizador). Note que a complexidade da recepção (equalização mais decodificação) fica independente do número de antenas transmissoras, já que o modelo explorado no receptor é aquele definido em (2).

III. SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Nas simulações computacionais nós consideramos que os bits de informação são primeiramente codificados utilizando-se um codificador turbo paralelo padrão, de taxa $1/3$, com uma saída sistemática, e dois codificadores constituintes idênticos e com matriz geradora $G(D) = \begin{bmatrix} 1+D+D^2+D^3 \\ 1+D^2+D^3 \end{bmatrix}$. Utilizamos uma modulação BPSK ($m = 2$), $M = 1$ antena receptora, comprimento da IES inserida pelo canal de $D = 2$ ($\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = 0.5$), 10 iterações do equalizador turbo, e conhecimento perfeito do canal no receptor ao menos que se diga o contrário.

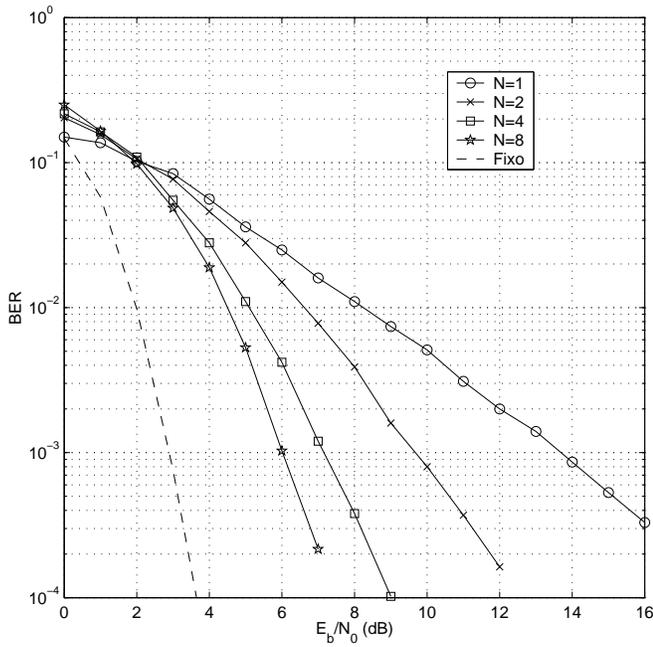


Fig. 3. BER vs. E_b/N_0 para diferentes número de antenas transmissoras ($N = 1, 2, 4, 8$), e um entrelaçador do código de comprimento $I = 97$.

A. Efeito do Número de Antenas

Primeiro investigamos o efeito do número de antenas transmissoras N no desempenho do sistema proposto. O comprimento do entrelaçador é de $I = 97$, o que quer dizer que o comprimento dos blocos que serão transmitidos através do canal será de 300 símbolos. O canal é considerado quase-estático durante a duração de um bloco inteiro. A Figura 3 mostra a taxa de erro de bit (BER) versus E_b/N_0 , onde E_b é a energia por bit de informação, para diferentes valores de N . Da figura podemos ver que, para uma BER de 10^{-3} , o ganho em relação a um sistema com apenas uma antena transmissora é de cerca de 4, 7 e 8 dB para os casos de $N = 2, 4$ e 8, respectivamente. Como referência, nós também mostramos a BER para o caso de um canal estático (sem desvanecimento), com apenas uma antena transmissora (SISO), e com o mesmo padrão de IES que o canal com desvanecimento, ou seja, uma IES com dois coeficientes de mesma amplitude. Pode-se notar que para $N = 8$ o desempenho se aproxima daquele de um canal estático, o que quer dizer que o sistema proposto foi capaz de contornar boa parte da degradação inserida pelo desvanecimento.

B. Efeito do Atraso de Decodificação

Neste item nós investigamos os efeitos do atraso de decodificação no desempenho do sistema proposto. No item anterior o atraso de decodificação (comprimento da palavra-código) era igual à duração do canal, onde duração de canal é entendida como o tempo durante o qual o mesmo pode ser considerado estático. Agora nós permitimos que a palavra-código se estenda por mais do que uma duração do canal, de forma que os símbolos a serem transmitidos pelo canal serão

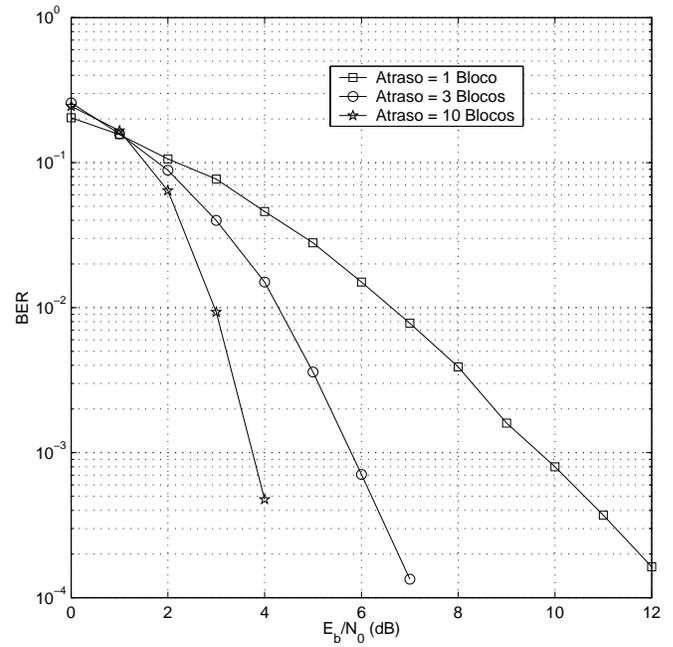


Fig. 4. BER vs. E_b/N_0 para diferentes atrasos de decodificação: um bloco ($I = 97$), três blocos ($I = 297$) e dez blocos ($I = 997$).

afetados por mais do que uma realização do mesmo. Novamente, o canal é assumido como sendo quase-estático durante um bloco de 300 símbolos, e muda de forma independente de um bloco para o outro. A Figura 4 mostra a BER versus E_b/N_0 para os casos de $N = 2$ antenas de transmissão e atrasos de decodificação de 1, 3 e 10 blocos ($I = 97, 297$ e 997, respectivamente). Por exemplo, para um atraso de 10 blocos de 300 símbolos, a palavra-código transmitida pelo canal (de comprimento 3000 símbolos) será afetada por 10 realizações diferentes do canal.

Pela figura podemos ver que para uma BER de 10^{-3} , aumentando-se o atraso de decodificação para 3 ($I = 297$) e 10 ($I = 997$) blocos permite que ganhos de cerca de 4 e 6 dB, respectivamente, sejam obtidos em relação ao caso com $N = 2$ e $I = 97$. Note que o desempenho com $N = 2$ e $I = 997$ é melhor até do que o desempenho para $N = 8$ e $I = 97$. Assim, pode ser mais interessante explorar o ganho obtido com um maior atraso de decodificação, e conseqüentemente uma maior capacidade de correção do código, do que o ganho obtido com o aumento do número de antenas transmissoras.

C. Efeito do Conhecimento Imperfeito do Canal

Nos itens anteriores nós consideramos que o receptor tem conhecimento perfeito do canal. Entretanto, na prática, é necessário estimar a resposta do canal antes (ou durante) a equalização e a decodificação dos dados recebidos. Em [20], os autores determinam o limitante de Cramér-Rao para uma série de esquemas de estimação diferentes. O limitante de Cramér-Rao é um limitante inferior para o erro quadrático médio (MSE) de um processo de estimação não-polarizado. Mais especificamente, consideramos o caso onde um certo número P de pilotos é inserido à frente de um bloco de S símbolos

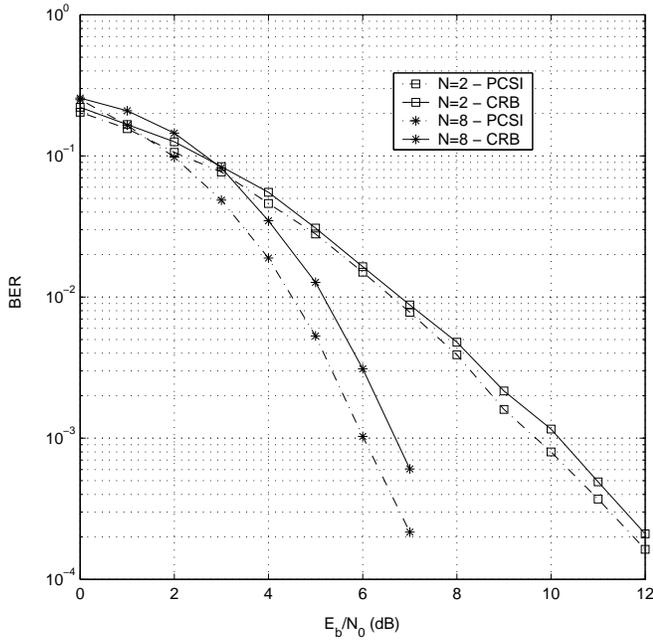


Fig. 5. BER vs. E_b/N_0 com $N = 2, 8$ e $I = 97$, para os casos de conhecimento perfeito do canal no receptor (PCSI) e do limitante de Cramér-Rao (CRB) considerando $P = 10$.

a serem transmitidos pelo canal. Neste caso, o limitante de Cramér-Rao é dado por [20, Eq. (11)]:

$$MSE[h_{i,j}(d)] \geq \frac{\sigma_n^2}{\sigma_n^2 \rho_h^2 + S\sigma_s^2 + P\sigma_p^2}, \quad (3)$$

onde σ_n^2 é a variância do ruído, $\rho_h^2 = 1/\sigma_d^2$, σ_s^2 é a energia média usada na transmissão dos símbolos, e σ_p^2 é a energia média usada na transmissão dos pilotos.

Na Figura 5 mostramos a BER versus E_b/N_0 para os casos de $N = 2, 8$, $S = 300$ ($I = 97$), $P = 10$, para os casos de conhecimento perfeito do canal (PCSI, de *partial channel state information*) e para o caso onde o erro de estimação de canal é uma variável aleatória Gaussiana de média nula e variância dada pelo limitante de Cramér-Rao conforme (3). Como podemos ver, com o aumento do número de antenas aumenta também a degradação relativa do desempenho do sistema em relação ao caso com conhecimento perfeito do canal. Entretanto, para os dois casos considerados, a degradação é pequena em termos absolutos.

IV. ANÁLISE DA COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL

McEliece e Lin definiram em [21] a complexidade de treliça para um código convolucional, a qual está diretamente relacionada com o esforço computacional requerido por um algoritmo do tipo Viterbi [23] ou BCJR [22] para decodificar um bit, e é função do módulo de treliça [21] para o código em questão. Muito embora a complexidade de treliça tenha sido definida para códigos binários, pode-se aplicar este conceito a equalizadores para canais MIMO. Na realidade, a metodologia empregada concentra-se unicamente na contagem de ramos dado um certo módulo de treliça, não levando em conta o número de bits associado com o rótulo de cada ramo, uma

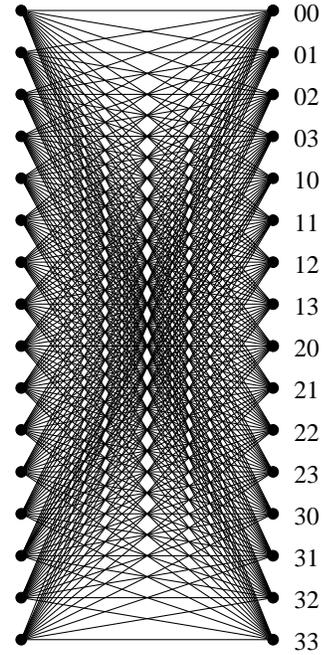


Fig. 6. Treliça usada na equalização MAP, no caso de $m = 4$, $N = 2$ e $D = 2$, e STC. Os símbolos à direita representam os estados da treliça. Os rótulos dos ramos são complexos e função dos coeficientes do canal.

vez que este será o mesmo para todos os casos considerados neste trabalho. Para o caso de equalização MAP de canais MIMO, a contagem de ramos (complexidade computacional) é proporcional a:

$$\Gamma_{STC} = (m^N)^D. \quad (4)$$

Por exemplo, a treliça usada na equalização MAP de um sistema MIMO com $m = 4$, $N = 2$ e $D = 2$ é mostrada na Figura 6, e sua complexidade é $\Gamma_{STC} = 256$ ramos.

Usando um STBC ou STTC tradicional, é necessário usar um equalizador cuja complexidade é dada por (4). Por outro lado, o RSM leva ao modelo equivalente SIMO dado por (2), para o qual a contagem de ramos (complexidade computacional) da equalização MAP é proporcional apenas a

$$\Gamma_{RSM} = (m)^D, \quad (5)$$

dando luz a uma economia que cresce exponencialmente com o número de antenas transmissoras. Por exemplo, para o mesmo caso da Figura 6 onde $m = 4$, $N = 2$ e $D = 2$, a treliça usada na equalização MAP no caso de um sistema usando mapeamento aleatório (RSM) é mostrada na Figura 7, e sua complexidade é apenas $\Gamma_{RSM} = 16$ ramos.

Na Tabela V mostramos a contagem total de ramos para equalização MAP considerando codificação espaço-temporal com STTC ou STBC (coluna marcada STC) e mapeamento aleatório (RSM), variando-se o comprimento D da IES, o número de antenas transmissoras N , e modulação 4-PSK. Pela Tabela pode-se notar que a contagem total de ramos (proporcional a complexidade computacional) para o caso de STTC ou STBC rapidamente “explode” mesmo para valores razoavelmente pequenos para N e D . Já no caso de RSM, a contagem de ramos cresce de forma bastante moderada com o

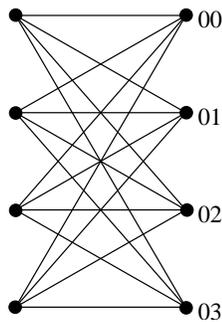


Fig. 7. Treliça usada na equalização MAP, no caso de $m = 4$, $N = 2$ e $D = 2$, e RSM. Os símbolos à direita representam os estados da treliça. Os rótulos dos ramos são complexos e função dos coeficientes do canal.

| D | RSM | STC | | |
|-----|---------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|
| | $N = 2, 4, 8$ | $N = 2$ | $N = 4$ | $N = 8$ |
| 2 | 16 | 256 | 65536 | $4,30 \times 10^9$ |
| 3 | 64 | 4096 | $1,68 \times 10^7$ | $2,82 \times 10^{14}$ |
| 4 | 256 | 65536 | $4,29 \times 10^9$ | $1,85 \times 10^{19}$ |
| 5 | 1024 | 1048576 | $1,10 \times 10^{12}$ | $1,21 \times 10^{24}$ |
| 6 | 4096 | $1,68 \times 10^7$ | $2,82 \times 10^{14}$ | $7,92 \times 10^{28}$ |

TABELA I

CONTAGEM TOTAL DE RAMOS PARA EQUALIZAÇÃO MAP, PARA OS CASOS DE CODIFICAÇÃO STTC OU STBC (STC) E DE MAPEAMENTO ALEATÓRIO (RSM), VARIANDO-SE O COMPRIMENTO D DA IES, O NÚMERO DE ANTENAS TRANSMISSORAS N , E 4-PSK.

incremento de D , e simplesmente não se altera com o aumento do número de antenas transmissoras N . Isto se deve ao fato de o receptor trabalhar com base no modelo SISO definido pela equação (2).

V. CONCLUSÃO

Apresentamos um esquema de equalização turbo com complexidade reduzida para sistemas com múltiplas antenas transmissoras. O ganho de diversidade é obtido através da inserção de um mapeador aleatório em cada antena transmissora, evitando o uso de um codificador espaço-temporal. Além disto, esta modificação permite que o modelo equivalente para o canal com IES seja reduzido de MIMO para SIMO.

Simulações computacionais mostraram que o esquema é capaz de prover diversidade espacial, e que uma enorme economia computacional é obtida quando se compara o método proposto com outro esquema baseado em códigos espaço-temporais de treliça. Mostrou-se que o conhecimento imperfeito do canal no receptor não produz uma degradação considerável no seu desempenho. Além disso, investigamos o efeito do atraso de decodificação no desempenho do sistema. Apesar de o sistema ser capaz de proporcionar uma taxa de erro bastante baixa mesmo para blocos de informação bastante curtos, ficou claro que quanto maior o atraso menor a BER para uma mesma relação sinal-ruído. Inclusive, em alguns casos pode ser mais interessante aumentar o atraso de decodificação do que aumentar o número de antenas transmissoras.

REFERÊNCIAS

- [1] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, pp. 585–595, Nov. 1999.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [4] A. R. Hammons Jr. and H. El Gamal, "On the theory of space-time codes for PSK modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 2, pp. 524–542, Mar. 2000.
- [5] H. El Gamal and A. R. Hammons Jr., "On the design and performance of algebraic space-time codes for BPSK and QPSK modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 6, pp. 907–913, June 2002.
- [6] M. Noronha-Neto, R. D. Souza, and B. F. Uchôa-Filho, "Space-time convolutional codes over GF(p) for the quasi-static flat Rayleigh fading channel," *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 18, no. 1, pp. 61–68, Jul. 2003.
- [7] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456–1467, July 1999.
- [9] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice-Hall, 1996.
- [10] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, "Fading channels: information-theoretic and communications aspects," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2619–2692, Oct. 1998.
- [11] G. Bauch and A. F. Naguib, "MAP equalization of space-time coded signals over frequency selective channels," in *Proc. IEEE WCNC'99*, New Orleans, USA, Sep. 1999.
- [12] A. F. Naguib and N. Seshadri, "MLSE and equalization of space-time coded signals," in *Proc. IEEE VTC'00*, Tokyo, Japan, May 2000.
- [13] G. Bauch and N. Al-Dhahir, "Reduced-complexity space-time turbo-equalization for frequency-selective MIMO channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, no. 4, pp. 819–828, Oct. 2002.
- [14] N. Al-Dhahir, "Overview and comparison of equalization schemes for space-time-coded signals with applications to EDGE," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 50, no. 10, pp. 2477–2488, Oct. 2002.
- [15] R. D. Souza "Receptores iterativos para canais MIMO seletivos em frequência e quase estáticos," *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 19, no. 2, pp. 107–118, Ago. 2004.
- [16] C. Douillard *et al*, "Iterative correction of intersymbol interference: turbo equalization," *European Transactions on Telecommunications*, pp. 507–511, Sep. 1997.
- [17] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1262–1271, Oct. 1996.
- [18] Y. Li, C. N. Georghiadis, and Garng Huang, "Transmit diversity over quasi-static fading channels using multiple antennas and random signal mapping," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1918–1926, Nov. 2003.
- [19] J. Garcia-Frias and J. D. Villaseñor, "Combined turbo detection and decoding for unknown channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 1, pp. 79–85, Jan. 2003.
- [20] L. Berriche, K. Abed-Meraim, J. C. Belfiore, "Cramér-Rao bounds for MIMO channel estimation," *Proc. IEEE ICASSP'04*, Montreal, Canada, May 2004.
- [21] R. J. McEliece and W. Lin, "The trellis complexity of convolutional codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 42, no. 6, pp. 1855–1864, Nov. 1996.
- [22] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 20, pp. 284–287, Mar. 1974.
- [23] A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 13, pp. 260–269, Apr. 1967.
- [24] R. D. Souza, J. Garcia-Frias, and A. M. Haimovich, "A semi-blind receiver for iterative data detection and decoding of space-time coded data," *IEEE WCNC'04*, Atlanta, USA, May 2004.