

Seleção de Antenas Multicódigo na Transmissão com Códigos Espaço-Temporais de Bloco Não Ortogonais

Renato Machado e Bartolomeu F. Uchôa Filho

Resumo—Supondo o conhecimento do estado do canal no transmissor, Gore e Paulraj propuseram um esquema de seleção de antenas transmissoras que utiliza o código de Alamouti com o melhor par de antenas, selecionado a partir das $N_T \geq 3$ antenas transmissoras disponíveis, onde o critério de seleção consiste em minimizar a probabilidade de erro instantânea. Eles mostraram que uma ordem de diversidade N_T é alcançada, como se todas as N_T antenas fossem utilizadas. A vantagem dessa proposta é que somente duas cadeias de RF são requeridas, reduzindo o custo do transmissor. Neste artigo, códigos espaço-temporais de bloco não-ortogonais com taxa de transmissão unitária são obtidos a partir da repetição seguida de permutação das colunas da matriz do código de Alamouti. Esses códigos necessitam de somente duas cadeias de RF, têm atraso de decodificação igual a dois, e seus decodificadores de máxima verossimilhança, baseados em processamento linear, são essencialmente iguais ao do código de Alamouti. Baseado no valor instantâneo dos coeficientes do desvanecimento, o transmissor seleciona um dos códigos propostos com três antenas ou o código de Alamouti com duas antenas. Os resultados de simulação para um caso simples indicam que não somente a diversidade máxima N_T é alcançada, mesmo com o uso de códigos não-ortogonais, como também é conseguido um ganho de codificação de 1 dB sobre o esquema de Gore e Paulraj.

Palavras-Chave—Seleção de Antenas, diversidade, canais com desvanecimento, multiplas antenas transmissoras, códigos espaço-temporais de bloco, comunicações sem fio.

Abstract—Assuming channel knowledge at the transmitter, Gore and Paulraj have proposed a transmit antenna selection scheme that uses the Alamouti code with the best pair of antennas, selected from $N_T \geq 3$ transmit antennas available, where the selection criterion is to minimize the instantaneous probability of error. They have showed that a diversity order of m is achieved, as if all the m antennas were used. The advantage is that only two RF chains are required, reducing the transmitter cost. In this paper, full-rate, non-orthogonal space-time block codes are produced by repeating and permuting columns of the Alamouti code matrix. These codes need only two RF chains, have decoding delay equal to two, and their maximum likelihood decoders based on linear processing are essentially the same as that of the Alamouti code. Based on the instantaneous fading coefficients, the transmitter selects either one of the proposed codes with three antennas or the Alamouti code with two antennas. Simulations results for a simple case indicate that full diversity is achieved in spite of using non-orthogonal codes, and a coding gain of up to 1 dB over Gore and Paulraj's scheme is observed.

Renato Machado e Bartolomeu F. Uchôa Filho, Grupo de Pesquisa em Comunicações - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina - 88040-900, Florianópolis - SC, BRASIL. Esse trabalho foi financiado pela agência Brasileira de Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), e Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), sob os números de processo 302568/2002-6 e 472448/2003-0.

Keywords—Antenna selection, diversity, fading channels, multiple transmit antennas, space-time block codes, wireless communications.

I. INTRODUÇÃO

Foi mostrado em [4], [6], [8] que se houver uma realimentação no sistema e se a informação do estado do canal (CSI) (do inglês: *Channel State Information*) (i.e., os coeficientes do desvanecimento) for conhecida pelo transmissor, então o ganho de diversidade máximo pode ser alcançado com a *seleção de antenas transmissoras*. Nesta técnica, um sub-conjunto de antenas transmissoras é selecionado para minimizar a probabilidade de erro instantânea, com base na CSI obtida a partir do canal de realimentação. Gore e Paulraj [4] consideraram *Seleção de Antenas com o Código de Alamouti*, onde o par ótimo de antenas é selecionado para ser usado com o código de Alamouti [1].

Neste artigo, mostraremos que o desempenho de erro pode ser melhorado através da seleção entre códigos espaço-temporais de bloco (STBCs) não-ortogonais distintos, porém compatíveis (em um sentido a ser descrito), baseada na CSI que é fornecida ao transmissor através do canal de realimentação. Nossa atenção está voltada para os códigos que utilizam três antenas transmissoras, obtidos a partir do código de Alamouti. Eles são STBCs não-ortogonais com taxa $R = 1$, atraso de decodificação igual a dois, e que necessitam somente de duas cadeias de RF, pois, como veremos, o terceiro símbolo é igual ao primeiro ou ao segundo símbolo. Isto representa uma redução significativa nos custos. Propomos neste trabalho um esquema de seleção de antenas multicódigo na transmissão que escolhe um entre os STBCs não-ortogonais e o código de Alamouti, dependendo do valor instantâneo dos coeficientes do desvanecimento. Uma característica importante do esquema de seleção proposto neste artigo é que o algoritmo de decodificação de máxima verossimilhança, baseado em processamento linear [1], é essencialmente o mesmo para todos códigos selecionados. Isso leva a um receptor muito simples, cuja estrutura independe da seleção antena/código realizada no transmissor. Resultados de simulação para um caso simples revelam que o sistema proposto não somente apresenta um ganho de diversidade máximo como também apresenta um ganho de codificação que chega a 1 dB em relação ao esquema de Gore e Paulraj.

Este artigo encontra-se organizado da seguinte maneira. Na Seção II, apresentaremos o modelo do canal e uma breve revisão sobre STBCs ortogonais e sobre a técnica de seleção

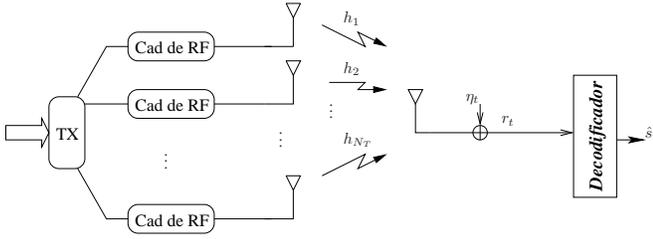


Fig. 1. Sistema de comunicação sem fio com N_T antenas transmissoras e uma única antena receptora.

de antenas. Na Seção III, apresentaremos um código de bloco espaço-temporal não ortogonal simples, obtido a partir do código de Alamouti, o qual será empregado no esquema de seleção de antenas multicódigo na transmissão apresentado na Seção IV. Na Seção V são apresentados alguns resultados de simulação da técnica proposta neste trabalho bem como, para fins de comparação, resultados já presentes na literatura. Finalmente, na Seção VI, apresentaremos algumas conclusões e comentários finais.

II. MODELO DO CANAL, CÓDIGOS ESPÁCIO-TEMPORAIS DE BLOCO ORTOGONAIS, E SELEÇÃO DE ANTENAS

A. Modelo do Canal

Considera-se o sistema de comunicação sem fio com N_T antenas transmissoras na estação base e uma única antena receptora na estação móvel, como é mostrado na Figura 1. Assume-se que o canal sofre um desvanecimento do tipo Rayleigh, plano e quasi-estático, ou seja, o canal permanece constante durante a transmissão de um *frame* e varia aleatoriamente de um *frame* para o outro. Os ganhos do canal, h_i , $i = 1, 2, \dots, N_T$, são modelados como variáveis aleatórias gaussianas, complexas, independentes, com média zero e variância 0.5 por dimensão. Para cada instante de tempo t , os sinais s_t^i , $i = 1, 2, \dots, N_T$, pertencentes a uma constelação de sinais, são transmitidos simultaneamente a partir das N_T antenas transmissoras. A energia média total do sinal em cada instante de tempo é E_s . Logo, a energia média dos símbolos transmitidos por cada antena¹ é normalizada para E_s/N_T . Se um código de comprimento l for usado, então o conjunto de símbolos $s_1^1, s_2^1, \dots, s_l^1, s_1^2, s_2^2, \dots, s_l^2, \dots, s_1^{N_T}, s_2^{N_T}, \dots, s_l^{N_T}$ é denominado palavra-código. O sinal recebido, r_t , em um certo instante t é dado por:

$$r_t = \sum_{i=1}^{N_T} h_i s_t^i + \eta_t \quad (1)$$

onde η_t representa o ruído complexo Gaussiano com média zero e variância $N_0/2$ por dimensão. Supondo que a informação do estado do canal esteja disponível no receptor, então a decodificação de máxima verossimilhança (ML) pode ser obtida calculando-se a métrica de decisão

$$\sum_{t=1}^l \left| r_t - \sum_{i=1}^m h_i x_t^i \right|^2 \quad (2)$$

¹Se somente N'_T das N_T antenas transmissoras forem selecionadas, então a energia deve ser normalizada proporcionalmente.

para todas possíveis palavras-código $x_1^1, x_2^1, \dots, x_l^{N_T}, x_1^2, x_2^2, \dots, x_l^{N_T}, \dots, x_1^{N_T}, x_2^{N_T}, \dots, x_l^{N_T}$. A decisão é feita em favor da palavra-código que resulte na menor métrica.

B. Códigos Espaço-Temporais de Bloco Ortogonais (OSTBCs)

Os OSTBCs [2] são usualmente representados por uma matriz $\mathcal{O}(x_1, x_2, \dots, x_n)$, de ordem $l \times N_T$, cujos elementos são combinações lineares das incógnitas complexas x_1, x_2, \dots, x_n , e de seus conjugados complexos, com duas restrições, a saber, cada x_i deve ser citado na matriz pelo menos uma vez, e as colunas da matriz geradora devem, duas a duas, serem ortogonais. É estabelecido que $x_i = s_i$, $i = 1, 2, \dots, n$, onde cada s_i é selecionado de uma constelação de sinais e representa um símbolo de informação. Se os sinais s_i forem retirados de uma constelação real, como a PAM, o STBC será dito real, e se a constelação for complexa, como a PSK e a QAM, tem-se um STBC complexo. No instante t , onde t varia de $1, 2, \dots, l$, o sinal correspondente à combinação linear do (t, i) -ésimo elemento da matriz \mathcal{O} é transmitido a partir da antena i . Isso faz com que esse STBC tenha taxa $R = n/l$. Nesta seção, considera-se os STBCs mais convencionais em que os elementos da matriz \mathcal{O} se restringem às próprias variáveis x_i , $i = 1, 2, \dots, n$, e seus conjugados, possivelmente multiplicados por -1 . Um aspecto importante dos OSTBCs é que um processamento linear simples dos sinais recebidos pela antena produz n caminhos descorrelacionados, um para cada incógnita, com uma componente de ruído aditivo. Em outras palavras, é como se o canal físico — nesse caso, o ar — por onde os sinais se propagam, e onde eles se misturam, fosse transformado em n canais individuais e isolados, um para cada símbolo de informação. A decodificação ML é realizada símbolo a símbolo em cada um desses canais.

Considera-se o código de Alamouti [1], descrito pela matriz:

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

onde $*$ representa o conjugado complexo. Os sinais recebidos nos intervalos de tempo 1 e 2 são, respectivamente:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + \eta_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + \eta_2 \end{aligned} \quad (3)$$

O processamento linear produz as entradas desejadas para o decodificador ML:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* \eta_1 + h_2 \eta_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1 \eta_2^* + h_2^* \eta_1 \end{aligned} \quad (4)$$

A partir das equações acima, torna-se claro que o grau de diversidade alcançado é 2. A SNR para os dados recebidos em (4) é

$$\gamma_A = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{2} \gamma_0 \quad (5)$$

onde $\gamma_0 = E_s/N_0$.

C. Seleção de Antenas

Supõe-se que a informação do estado do canal possa ser perfeitamente estimada pelo receptor. Quando há um canal de realimentação, o receptor pode calcular os N'_T melhores ganhos do desvanecimento e enviar essa informação para o transmissor que, por sua vez, pode selecionar o subconjunto ótimo de N'_T antenas a partir das N_T antenas disponíveis.

Considere o esquema proposto por Gore e Paulraj [4] que seleciona o melhor par de antenas transmissoras para ser usado em conjunto com o código de Alamouti. Sejam $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$ o melhor e o segundo melhor ganhos dos desvanecimentos, respectivamente, em um determinado *frame*. Considera-se nesse caso particular que um ganho é melhor que outro no sentido de maior módulo quadrático. Mais adiante serão consideradas situações em que esse não será o critério de melhor ganho. A SNR do sinal recebido em um determinado *frame* é:

$$\gamma_{GP} = \frac{|h_{\max,1}|^2 + |h_{\max,2}|^2}{2} \gamma_0 \quad (6)$$

III. CÓDIGOS ESPÁCIO-TEMPORAIS DE BLOCO NÃO ORTOGONAIS

Da teoria, é sabido que OSTBCs complexos e com taxa unitária ($R = 1$) existem somente para o caso de duas antenas transmissoras [2]. Se a condição de ortogonalidade do código for retirada, entretanto, taxas de transmissão maiores ($R \geq 1$) podem ser obtidas, pagando-se o preço de uma perda no ganho de diversidade [3], [5]. Em [5], STBCs não ortogonais foram propostos para o caso de três antenas transmissoras, alcançando taxas $R \geq 1$ e um ganho de diversidade igual a dois. Considere o STBC não ortogonal nomeado *New3* por Uysal e Georgiades, definido por [5]:

$$\mathcal{N} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2^* & -s_1^* & s_1 \\ -s_3^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

Note que esse código tem taxa de transmissão unitária $R = 1$ e atraso de decodificação igual a três, ou seja, o sinal recebido só pode ser processado pelo receptor depois de três instantes de tempo.

Para o caso de três antenas transmissoras e taxa $R = 1$, propomos o seguinte STBC não ortogonal:

$$\mathcal{EA} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

o qual chamamos de *Alamouti Estendido* (EA), uma vez que as primeiras duas colunas de \mathcal{EA} correspondem exatamente à matriz \mathcal{A} . Esse STBC apresenta duas grandes vantagens sobre o STBC definido por \mathcal{N} . Primeiro, note que as duas últimas colunas de EA são iguais, o que implica no uso de uma única cadeia de rádio-frequência para a transmissão dos sinais provindos dessas duas antenas, resultando em grande economia na implementação desse sistema. Segundo, a taxa de transmissão $R = 1$ é alcançada com um atraso de decodificação igual a dois (número de linhas da matriz). Os sinais recebidos nos instantes 1 e 2 são, respectivamente:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_2 + \eta_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + h_3 s_1^* + \eta_2 \end{aligned} \quad (9)$$

Como já foi dito, um processamento linear muito semelhante àquele apresentado em (4) produz as entradas desejadas para o decodificador de máxima verossimilhança:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + (h_2 + h_3) r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\text{Re}\{h_2^* h_3\}) s_1 + \\ &\quad \eta_1 h_1^* + \eta_2^* (h_2 + h_3) \\ \hat{s}_2 &= (h_2^* + h_3^*) r_1 - h_1 r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\text{Re}\{h_2^* h_3\}) s_2 + \\ &\quad \eta_1 (h_2 + h_3)^* - \eta_2^* h_1 \end{aligned} \quad (10)$$

Note que como o termo $\text{Re}\{h_2^* h_3\}$ pode assumir valores negativos, o ganho máximo de diversidade não pode ser alcançado. A SNR para o sinal recebido (10) é:

$$\gamma_{EA} = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\text{Re}\{h_2^* h_3\}}{3} \gamma_0 \quad (11)$$

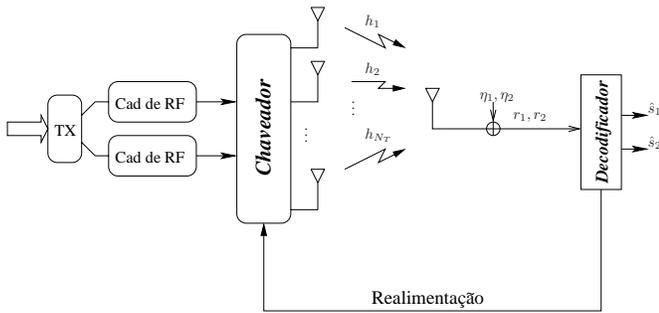
Quando o decodificador de máxima verossimilhança é adotado, *New3* e o código Alamouti Estendido apresentam aproximadamente a mesma probabilidade de erro de símbolo (mostrada na seção dos resultados mais adiante) para o canal com desvanecimento plano e quasi-estático.

IV. SELEÇÃO DE ANTENAS MULTICÓDIGO

É interessante notar que quando o termo $2\text{Re}\{h_2^* h_3\}$, presente nas equações (10) e (11), for positivo, o decodificador de máxima verossimilhança terá uma chance maior de tomar a decisão correta. Por outro lado, a potência de ruído é maior em (11) do que em (6). Em um *frame* particular, isto é, para valores fixos dos coeficientes do desvanecimento, o transmissor pode escolher entre o esquema de Gore e Paulraj (que usa o código de Alamouti com as duas melhores antenas) e o código Alamouti Estendido, através da comparação direta entre γ_{GP} em (6) e γ_{EA} em (11). Considere inicialmente o caso de $N_T = 3$ antenas transmissoras. Como na Seção II-C, considere que os três ganhos satisfazem a relação $|h_{\max,1}|^2 \geq |h_{\max,2}|^2 \geq |h_{\min}|^2$. Tem-se que várias seleções podem ser adotadas, com graus de refinamento que dependem da complexidade e do desempenho desejados. Uma possível seleção é obtida a partir do seguinte teste: Escolha o código Alamouti Estendido se

$$\sum_{i=1}^3 |h_i|^2 \leq 4\text{Re}\{h_2^* h_3\} + 3|h_{\min}|^2 \quad (12)$$

caso contrário, escolha o código de Alamouti com as antenas correspondentes a $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$ (que não são necessariamente as antenas 1 e 2). Note que, por questão de simplicidade, pode-se selecionar para o código Alamouti Estendido as antenas 1, 2 e 3 nessa ordem, usando a matriz da equação (8). Por outro lado, pode-se considerar permutações das colunas de (8), obtendo-se um código equivalente, porém que resulta numa SNR instantânea diferente. Note que o valor da somatória do lado esquerdo da desigualdade (12) não depende da ordem em que as colunas de (8) aparecem. Do lado direito de (12), a seleção do ganho de menor módulo quadrático, h_{\min} , é também independente da permutação. Por outro lado, o termo cruzado $4\text{Re}\{h_2^* h_3\}$ é sensível à permutação das colunas,

Fig. 2. Seleção de antenas multicódigo com N_T antenas transmissoras.

mas independe da ordem em que h_2 e h_3 aparecem, visto que $Re\{h_2^*h_3\} = Re\{h_3^*h_2\}$. Assim, para se obter o melhor resultado no caso de $N_T = 3$ antenas transmissoras, precisa-se considerar apenas $\binom{3}{2} = 3$ permutações específicas das colunas de (8). O código de Alamouti com as antenas correspondentes a $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$ é selecionado se a desigualdade em (12) não for satisfeita para nenhuma das 3 permutações. Esse é o caso mais complexo, porém é o que apresenta o melhor desempenho. Outra maneira equivalente de interpretar essas permutações é considerar os ganhos numa ordem fixa, por exemplo, $h_{\max,1}, h_{\max,2}, h_{\min}$, e usar três versões estendidas do código de Alamouti, quais sejam, aquela representada pela matriz em (8), e os códigos representados pelas matrizes:

$$\begin{bmatrix} s_2 & s_1 & s_2 \\ s_1^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_1 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_2^* \end{bmatrix}$$

Uma característica interessante e que deve ser mencionada é o fato de que a equação (12) é independente de γ_0 . Logo, não é necessário se estimar a potência do ruído. Essa seleção de antenas multicódigo é ilustrada na Figura 2 onde, por enquanto, fazemos $N_T = 3$.

Generalizando o resultado anterior, considere que sejam disponibilizadas N_T antenas transmissoras na estação rádio base. O número de possíveis seleções deveria crescer com o número de antenas transmissoras disponíveis. Entretanto, analisando-se a equação (11) para a SNR do código Alamouti Estendido, percebe-se que é bastante provável que a restrição da seleção ao sub-conjunto dos três ganhos de maiores módulos, $|h_{\max,1}|^2 \geq |h_{\max,2}|^2 \geq |h_{\max,3}|^2$, não implica em perda significativa de desempenho. Assim, das N_T antenas transmissoras disponibilizadas, a seleção será considerada apenas com relação a esse sub-conjunto de ganhos. Note que $h_{\max,1}, h_{\max,2}, h_{\max,3}$ tendem a serem maiores à medida em que o número de antenas transmissoras disponíveis, N_T , aumenta. Primeiro, deve-se calcular γ_{GP} em (6) utilizando-se os ganhos $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$. Segundo, deve-se considerar as mesmas permutações do caso de $N_T = 3$, porém com relação aos três ganhos de maiores módulos dentre os $N_T > 3$ ganhos, calculando-se a SNR em (11) para cada uma delas. A situação que levar à maior SNR será selecionada.

Essa seleção antena/código, restrita às antenas correspondentes aos ganhos com os três maiores módulos quadráticos, e a partir de N_T antenas disponíveis na estação rádio base, é ilustrada na Figura 2. É importante notar que o tamanho

do bloco (atraso de decodificação) é igual a dois para todos os STBCs envolvidos, e um decodificador muito semelhante para todos eles é utilizado. Tamanho grau de compatibilidade é extremamente importante, pois implica em um receptor simples e barato. Os resultados de simulação são apresentados na seção seguinte.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção é avaliado o desempenho de erro do esquema de seleção de antenas multicódigo para os casos de $3 \leq N_T \leq 6$ antenas transmissoras disponíveis e para o código definido em (8) com permutação das colunas da matriz. Na Figura 3, apresentamos a taxa de erro de símbolo (SER) para uma constelação QPSK, considerando-se um desvanecimento plano e quasi-estático. O esquema proposto foi rotulado por "Ant.sel/A & EA". Para fins de comparação, também incluímos na Figura 3 as curvas referentes ao caso em que não há diversidade (i.e., uma antena transmissora e uma antena receptora), ao código definido por (8) quando não existe o canal de realimentação, e à seleção de antenas utilizando apenas o código de Alamouti, i.e. o esquema de Gore e Paulraj, que foi rotulado por "Ant.sel/A". A partir desses resultados podemos ver claramente que utilizando-se o esquema proposto a diversidade total é alcançada, ressaltando o fato de que STBCs não-ortogonais são utilizados no esquema proposto. Também nota-se um ganho de codificação de 1 dB sobre o esquema de seleção de antenas com o código de Alamouti, o que torna a proposta desse esquema ainda mais atrativa. Para fins de análises em trabalhos futuros, foi verificada a porcentagem de uso de cada código quando utilizado no esquema de seleção de antenas multicódigo proposto neste trabalho. Esses resultados são mostrados na Tabela I. Note que quanto maior for o número de antenas disponíveis no transmissor maior será a porcentagem de uso dos códigos não ortogonais. Entretanto, a presença do OSTBC na lista de candidatos à seleção é importante, uma vez que se a desigualdade em (12) não for satisfeita para nenhuma das permutações, o sistema apresentará um péssimo desempenho se um dos códigos estendidos (não ortogonais) for selecionado.

TABELA I

USO PERCENTUAL DOS CÓDIGOS A E EA NO ESQUEMA DE SELEÇÃO DE ANTENAS MULTICÓDIGO NA TRANSMISSÃO (COM PERMUTAÇÕES)

m	Ext. Alamouti	Alamouti
3	55	45
4	58.5	31.5
5	75.3	24.7
6	79	21

VI. CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS

Neste artigo consideramos STBCs não-ortogonais com taxa de transmissão $R = 1$ e com atraso de decodificação igual a dois, obtidos a partir do código de Alamouti, que podem ser utilizados em conjunto com este na técnica de seleção de antenas na transmissão. Estes códigos necessitam de apenas duas cadeias de RF uma vez que a matriz do código é formada

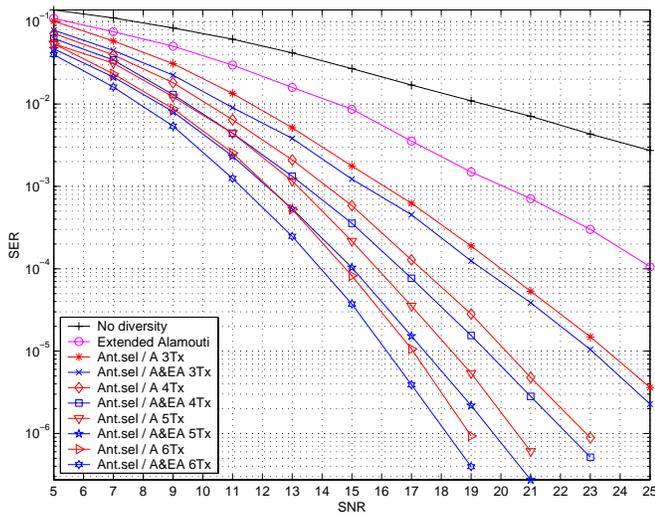


Fig. 3. Relações SER \times SNR obtidas para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas transmissoras, realizando-se as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação QPSK

pela repetição e permutação das colunas da matriz do código de Alamouti. Isto reduz consideravelmente o custo do transmissor. Nesse esquema de seleção de antenas multicódigo, assumiu-se que o canal era perfeitamente conhecido pelo transmissor. Dependendo dos coeficientes do desvanecimento, i.e., baseando-se na SNR, o novo esquema seleciona um dos códigos para realizar a transmissão. Um fator interessante em relação ao esquema proposto é que um único decodificador de máxima verossimilhança, baseado em processamento linear, pode ser adotado o qual é essencialmente independente do código selecionado. Os resultados das simulações mostram que a diversidade máxima é alcançada utilizando-se o esquema proposto, apesar do fato de que alguns dos códigos usados são não-ortogonais. Pode ser observado um ganho de codificação de 1 dB sobre o esquema de seleção de antenas com o código de Alamouti.

É importante observar que os termos cruzados que aparecem nas expressões de SNR dos STBCs não-ortogonais são fundamentais para o sucesso do esquema de seleção de antenas proposto neste artigo. Pode-se mostrar facilmente que a melhor seleção a partir de um conjunto formado apenas por códigos ortogonais será sempre pelo código com o menor número de antenas (i.e., o código de Alamouti). Portanto, ironicamente, quando é realizada a seleção de antenas no transmissor, a não-ortogonalidade é um fator crucial para se obter ganhos de codificação.

REFERÊNCIAS

- [1] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, Vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] V. Tarokh, Hamid. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time codes from Orthogonal Designs," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [3] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," *Selected Areas in Communications, IEE Journal on*, vol. 18, pp. 1169-1174, July, 2002.

- [4] D. Gore and A. Paulraj, "MIMO Antenna Subset Selection With Space-Time Coding," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2580-2588, dec. 2002.
- [5] M. Uysal and C.N. Georghiadis, "Non-orthogonal space-time block codes for 3Tx antennas," *Electronics Letters*, vol. 38, no 25 pp. 1689-1691, Dec.2002.
- [6] W. H. Wong and E. G. Larsson, "Orthogonal space-time block coding with antenna selections and power control," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, no. 4, pp. 379-381, Feb. 2003.
- [7] I. Bahceci, T. M. Duman, and Y. Altunbasak, "Antenna Selection for Multiple-Antenna Transmission Systems: Performance Analysis and Code Construction," *Proceedings of the 2003 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, p. 93, June-July 2003.
- [8] Z. Chen, B. Vucetic, J. Yuan and K. L. Lo, "Analysis of Transmit Antenna Selection/Maximal-Ratio Combining in Rayleigh Fading Channels," *Proceedings of ICCT2003*, pp. 1532-1536, 2003.