

Sobre os Códigos Grupo-Coerente

Renato Machado, Rodrigo da Silva e Bartolomeu F. Uchôa Filho

Resumo—Uma análise comparativa de esquemas de transmissão para canais com desvanecimento do tipo Rayleigh, plano e quasi-estático, é realizada. Supomos que o sistema dispõe de um canal de realimentação pelo qual se pode transmitir alguns bits a cada *frame*. Os esquemas de seleção de antenas com códigos espaço-temporais de bloco de Gore e Paulraj e os códigos grupo-coerente de Akhtar e Gesbert são considerados. Em seguida, uma versão mais geral desses últimos códigos é apresentada. Os esquemas são comparados levando-se em consideração o número de cadeias de RF, atraso de decodificação, número de bits de realimentação e grau de diversidade de transmissão. A partir dessa comparação, é possível se escolher a melhor solução, em termos desses parâmetros, de acordo com as necessidades da aplicação.

Palavras-Chave—Códigos grupo-coerente, diversidade, canais com desvanecimento, múltiplas antenas transmissoras, códigos espaço-temporais de bloco, comunicações sem fio.

Abstract—A comparative analysis of transmission schemes for the flat, quasi-static Rayleigh fading channels is performed. We assume that a feedback channel is available through which a few bits can be transmitted per frame period. The antenna selection schemes with space-time block codes of Gore and Paulraj, and the group-coherent codes of Akhtar and Gesbert are considered. A more general version of the latter codes is then presented. The schemes are compared taking into consideration the number of RF chains, decoding delay, number of bits fed back to the transmitted, and diversity degree. From this comparison, it is possible to choose the best solution, in terms of these parameters, according to the application requirements.

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

I. INTRODUÇÃO

Os códigos espaço-temporais de bloco (STBCs) [1], que surgiram como uma extensão do código de Alamouti [2], têm recebido grande atenção nos últimos anos devido à sua simplicidade — decodificação baseada em processamento linear — e ao fato de eles oferecerem grau máximo de diversidade em canais com desvanecimento. Os STBCs são apropriados para o cenário em que a informação do estado do canal (CSI, *channel state information*) é conhecida apenas no receptor. Quando a CSI também é plenamente conhecida no transmissor, os STBCs cedem o lugar para a formatação ótima de feixes (*optimal beamforming*) [3], que resulta no melhor desempenho possível. Entretanto, em sistemas práticos, onde o canal de realimentação (*feedback channel*) tem faixa limitada e, em conseqüência, admite a transmissão de apenas um número finito de bits por intervalo de tempo (por exemplo, para cada *frame*), novas estratégias precisam ser adotadas.

Renato Machado, Rodrigo da Silva e Bartolomeu F. Uchôa Filho, Grupo de Pesquisa em Comunicações - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina - 88040-900, Florianópolis - SC, BRASIL.

Um esquema bastante interessante foi proposto por Gore e Paulraj [4], em que um subconjunto das antenas transmissoras é selecionado, segundo um critério de máxima relação sinal ruído (SNR) instantânea (ou, equivalentemente, mínima probabilidade de erro instantânea), para a transmissão de informação através de um STBC. O receptor envia pelo canal de realimentação alguns bits, que irão indicar ao transmissor as antenas que devem ser selecionadas. Uma característica importante dessa técnica é que, apesar de um número reduzido de antenas transmissoras ser efetivamente utilizado, o grau de diversidade obtido é máximo, como se todas as antenas fossem utilizadas [4]. Além disso, um menor número efetivo de antenas implica numa diminuição no número de cadeias de RF, reduzindo assim os custos do transmissor. Em [4], o código de Alamouti para duas antenas transmissoras é adotado na chamada *seleção de antenas com Alamouti*.

Na mesma direção, Akhtar e Gesbert [6], [7] propuseram uma nova família de códigos para canais com conhecimento parcial de CSI no transmissor, chamada de *códigos grupo-coerente* (GCCs) (*group-coherent codes*). Um GCC para $p N_T$ antenas transmissoras consiste em um STBC para N_T antenas transmissoras, e $p - 1$ extensões deste, cada uma delas multiplicada por ± 1 , onde as $p - 1$ polaridades são determinadas por $p - 1$ bits de realimentação. O grau de diversidade alcançado é $p N_T$ e, novamente, o objetivo é minimizar a probabilidade de erro instantânea. Em [6], [7], o código de Alamouti para duas antenas transmissoras é adotado, assim o número total de antenas transmissoras é $2p$.

Neste artigo, algumas considerações são feitas em torno dos esquemas de transmissão para canais com desvanecimento e com conhecimento parcial da CSI no transmissor, descritos em [4], [6], [7]. O esquema de seleção de antenas com Alamouti e o de seleção de antenas com o STBC trivial (transmissão não codificada pela melhor antena) são considerados. No que se refere aos GCCs, os $p - 1$ fatores multiplicativos ± 1 são vistos como versões quantizadas de $\exp(j\theta)$, onde $\theta \in \{0, \pi\}$, ou seja, $\theta \in$ BPSK. Para $\theta \in [0, 2\pi)$, o que representa um número infinito de bits de realimentação, o desempenho dos GCCs pode ser melhorado. Naturalmente, se $\theta \in$ MPSK, um desempenho intermediário é conseguido com $p \log_2(M)$ bits de realimentação, e o valor de M que resulta na melhor solução de compromisso pode ser obtido. A análise é feita tomando-se o caso particular de quatro antenas transmissoras, uma antena receptora e taxa espacial de transmissão unitária. Os esquemas são avaliados em termos de número de cadeias de RF, tempo de atraso de decodificação, número de bits de realimentação e probabilidade de erro de bit média (BER).

Este artigo encontra-se organizado da seguinte maneira. Na Seção II, apresentamos o modelo do canal, uma descrição dos STBCs e da técnica de seleção de antenas. Na Seção III, apre-

sentamos os GCCs; a generalização dos GCCs mencionada no parágrafo anterior é considerada na Seção IV. Na Seção V, são apresentados os resultados de simulação. Finalmente, na Seção VI, apresentamos as conclusões e alguns comentários finais.

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

A. Modelo do Canal

Neste trabalho, consideramos o sistema de comunicação sem fio com N_T antenas transmissoras na estação rádio-base e uma única antena receptora na estação móvel. O canal sofre desvanecimento do tipo Rayleigh, plano e quasi-estático, ou seja, o canal permanece constante durante 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 $s_1^1, s_1^2, \dots, s_1^{N_T}, s_2^1, s_2^2, \dots, s_2^{N_T}, \dots, s_l^1, s_l^2, \dots, s_l^{N_T}$ é denominado palavra-código. O sinal recebido, r_t , em um dado 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-se que a CSI esteja disponível no receptor, então a decodificação de máxima verossimilhança (ML) pode ser obtida calculando-se a métrica de decisão

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

para todas possíveis palavras-código

$$x_1^1, x_1^2, \dots, x_1^{N_T}, x_2^1, x_2^2, \dots, x_2^{N_T}, \dots, x_l^1, x_l^2, \dots, x_l^{N_T}.$$

A decisão é feita em favor da palavra-código que resulte na menor métrica.

B. Códigos Espaço-Temporais de Bloco

Os STBCs [1] são usualmente representados por uma matriz $\mathbf{C}(x_1, x_2, \dots, x_n)$, de ordem $l \times N_T$, cujas entradas são combinações lineares dos indeterminantes complexos 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. Se as colunas da matriz geradora forem, duas a duas, ortogonais, dizemos ter um STBC ortogonal (OSTBC). É estabelecido que $x_i = s_i$, $i = 1, 2, \dots, n$, onde cada s_i é selecionado de uma constelação de sinais de energia média E_s , e representa um símbolo de informação. Se os sinais s_i forem

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

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 \mathbf{C} 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 \mathbf{C} se restringem às variáveis x_i , $i = 1, 2, \dots, n$, e seus conjugados, possivelmente multiplicados por -1. Nesse caso, a matriz \mathbf{C} pede uma constante de normalização de energia, igual a $1/\sqrt{N_T}$. Um aspecto importante dos OSTBCs é que um processamento linear simples dos sinais recebidos pelas antenas produz n variáveis de decisão decorrelacionadas, uma para cada indeterminante, com uma componente de ruído ativo. 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 indeterminante. A decodificação ML é realizada símbolo a símbolo em cada um desses canais.

Lembrando que uma única antena receptora está sendo considerada, seja \mathbf{r} o vetor coluna que contém os sinais recebidos pela antena receptora nos instantes $1, \dots, l$. Assim,

$$\mathbf{r} = \mathbf{C} [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{N_T}]^T + \mathbf{n},$$

onde T denota transposição matricial e \mathbf{n} representa o ruído nos l instantes de tempo. Nesse caso, a SNR, para um OSTBC, após o processamento linear, é dada por:

$$\gamma = \frac{|h_1|^2 + \dots + |h_{N_T}|^2}{N_T} \gamma_0$$

onde $\gamma_0 = E_s/N_0$. O grau de diversidade é igual a N_T [2].

O código de Alamouti é descrito pela matriz:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

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

$$r_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (h_1 s_1 + h_2 s_2) + \eta_1 \quad (3)$$

$$r_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} (-h_1 s_2^* + h_2 s_1^*) + \eta_2$$

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

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

A SNR para os dados recebidos em (4) é

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

que resulta em um grau de diversidade igual a 2 [2].

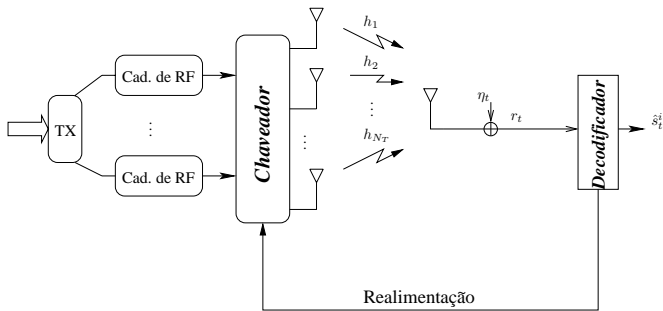


Fig. 1. Seleção de antenas com N_T antenas transmissoras e uma única antena receptora.

C. Seleção de Antenas com STBCs

Suponha que a CSI tenha sido perfeitamente estimada pelo receptor. Quando há um canal de realimentação, o receptor pode determinar os N_T melhores ganhos do desvanecimento (a partir dos ganhos das N_T antenas transmissoras para a antena receptora) e enviar ao transmissor alguns bits indicando para este o subconjunto ótimo de N_T antenas. O sistema é mostrado na Figura 1. 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 (no sentido de maior norma quadrática) e o segundo melhor ganhos dos desvanecimentos, respectivamente, em um determinado *frame*. A SNR do sinal recebido em um determinado *frame* é:

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

É importante mencionar que $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$ não são variáveis aleatórias gaussianas independentes [8], uma vez que houve ordenamento dos ganhos do canal. Em consequência disso, o grau de diversidade desse esquema é N_T , e não 2 [4]. O número de bits de realimentação no caso de seleção de antenas com Alamouti é $\lceil \log_2 \left(\binom{N_T}{2} \right) \rceil$, onde $\lceil \cdot \rceil$ é a função de arredondamento para o próximo inteiro.

III. CÓDIGOS GRUPO-COERENTE (GCC)

Considere um OSTBC para N_T antenas transmissoras, representado pela matriz \mathbf{C} . Um GCC para $p N_T$ antenas transmissoras, onde p é um inteiro ≥ 2 , consiste em um conjunto de STBCs, representados pelas 2^{p-1} matrizes \mathbf{D}_k :

$$\mathbf{D}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{C} \quad b_1 \mathbf{C} \quad b_2 \mathbf{C} \quad \dots \quad b_{p-1} \mathbf{C}] \quad (7)$$

O índice k varia de 1 a 2^{p-1} de acordo com

$$k = 1 + \sum_{i=1}^{p-1} \frac{b_i + 1}{2} 2^{i-1}$$

onde $b_i \in \{-1, 1\}$. As colunas nas matrizes se referem às antenas transmissoras, enquanto que as linhas se referem aos instantes de tempo. O fator $\frac{1}{\sqrt{p}}$ em (7) é necessário para se normalizar a energia de transmissão, de tal modo que em cada uma das $p N_T$ antenas a energia do símbolo transmitido seja $E_s/p N_T$. Por conveniência, adotamos $b_0 = +1$. Para o código

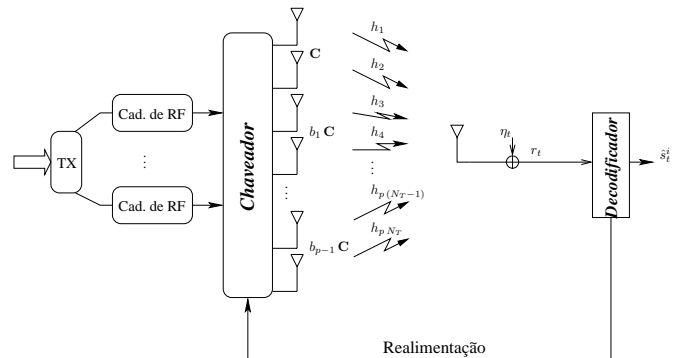


Fig. 2. Esquema de transmissão com GCCs para $p N_T$ antenas transmissoras e uma única antena receptora.

\mathbf{D}_k , o vetor coluna representando o canal \mathbf{h} deve conter $p N_T$ ganhos complexos, e pode ser escrito como um vetor com p subgrupos de canais: $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_p^T]^T$, onde o i -ésimo ($i = 1, \dots, p$) subgrupo de canais, o vetor coluna \mathbf{h}_i , está associado ao i -ésimo subbloco de \mathbf{D}_k . A informação que será realimentada ao transmissor é o índice k de \mathbf{D}_k , portanto são necessários $p - 1$ bits de realimentação. Claramente, observa-se que o GCC transmite o mesmo (a menos de um sinal $-$) símbolo de informação em p antenas transmissoras. A Figura 2 ilustra o esquema com GCCs.

Embora os códigos \mathbf{D}_k não apresentem os requerimentos de ortogonalidade apresentados em [1], os GCCs possuem as seguintes propriedades (para mais detalhes, ver [6], [7]):

Propriedade 1: Para quaisquer valores de b_1, b_2, \dots, b_{p-1} , \mathbf{D}_k pode ser decodificado utilizando-se apenas processamento linear, assim como é feito para os OSTBCs.

Propriedade 2: Para um GCC com $p N_T$ antenas transmissoras e uma única antena receptora, e com $p - 1$ bits de realimentação, o grau de diversidade será igual a $p N_T$.

Seja \mathbf{r} o vetor coluna que contém os sinais recebidos na única antena receptora nos instantes $1, \dots, l$. Podemos escrever

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}_k \mathbf{h} + \mathbf{n}, \quad (8)$$

onde \mathbf{n} representa o ruído nos l instantes de tempo. Para \mathbf{D}_k em (7), podemos reescrever \mathbf{r} na forma:

$$\mathbf{r} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{n}, \quad (9)$$

onde $\hat{\mathbf{h}}_k$ é um canal equivalente definido como:

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{h}_1 \quad b_1 \mathbf{h}_2 \quad b_2 \mathbf{h}_3 \quad \dots \quad b_{p-1} \mathbf{h}_p]$$

Podemos interpretar (9) da seguinte maneira. O OSTBC \mathbf{C} é transmitido por um canal equivalente que depende do índice k . A idéia é escolher esse índice de modo que os subgrupos de canais se somem o mais “coerentemente” possível, resultando na maior SNR possível para o \mathbf{h} dado. Daí a razão para o nome dessa técnica. Para ilustrar, usaremos um exemplo simples.

A. Exemplo de um Código Grupo-Coerente

O exemplo apresentado a seguir serve para mostrar como um código grupo-coerente pode ser implementado a partir de

um OSTBC. Nesse exemplo, o OSTBC considerado é o código de Alamouti:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

Um GCC com quatro antenas transmissoras pode ser facilmente obtido a partir de (7), com $p = 2$:

$$\mathbf{D}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{C} \quad \mathbf{C}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

e

$$\mathbf{D}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{C} \quad -\mathbf{C}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_1 & -s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}$$

Podemos mostrar que a SNR no receptor é dada por:

$$\gamma_{GCC} = \frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^4 |h_i|^2 + b_1 \beta \right),$$

onde

$$\beta = h_1 h_3^* + h_1^* h_3 + h_2 h_4^* + h_2^* h_4. \quad (10)$$

Devemos notar que β é real (pois, para x complexo, temos que $x + x^* = 2\Re\{x\}$), podendo assumir um valor positivo ou negativo. Como o receptor conhece o canal (ou seja, os h_i 's), ele poderá determinar o valor de b_1 (se $+1$ ou se -1) que maximiza a SNR. Baseado nessa informação, o receptor indica ao transmissor com qual código ele deverá transmitir a informação.

IV. CÓDIGOS GRUPO-COERENTE GENERALIZADOS (GGCCs)

Nesta seção apresentaremos os códigos grupo-coerente generalizados (GGCC). As propriedades válidas para os GCCs também continuam sendo válidas para os GGCCs. Considere um OSTBC \mathbf{C} para N_T antenas transmissoras, onde $N_T \geq 1$. Um GGCC para $p N_T$ antenas transmissoras, onde p é um inteiro ≥ 2 , pode ser obtido da seguinte maneira:

$$\mathbf{GD}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{C} \quad \beta_1 \mathbf{C} \quad \beta_2 \mathbf{C} \quad \dots \quad \beta_{p-1} \mathbf{C}] \quad (11)$$

onde $\beta_i = e^{j\theta_i}$, porém $\theta_i \in [0, 2\pi)$. Por conveniência, adotamos $\theta_0 = 0$. Se um número infinito de bits puder ser realimentado, o receptor informará ao transmissor o valor mais apropriado para cada θ_i , $i = 1, \dots, p-1$. Em situações práticas, uma quantização para um número finito de bits será requerida, e teremos que $\theta_i \in \text{MPSK}$.

A. Exemplo de um GGCC

Considere o código de Alamouti representado por:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

Um GGCC para quatro antenas transmissoras é então representado por:

$$\mathbf{D} = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{C} \quad \mathbf{C} e^{j\theta_1}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_1 e^{j\theta_1} & s_2 e^{j\theta_1} \\ -s_2^* & s_1^* & -s_2^* e^{j\theta_1} & s_1^* e^{j\theta_1} \end{bmatrix}$$

Os sinais recebidos nos intervalos de tempo 1 e 2 são, respectivamente:

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{1}{2} (h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_1 e^{j\theta_1} + h_4 s_2 e^{j\theta_1}) + \eta_1 \quad (12) \\ r_2 &= \frac{1}{2} (-h_1 s_2^* + h_2 s_1^* - h_3 s_2^* e^{j\theta_1} + h_4 s_1^* e^{j\theta_1}) + \eta_2 \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= (h_1 + h_3 e^{j\theta_1})^* r_1 + (h_2 + h_4 e^{j\theta_1}) r_2^* \quad (13) \\ &= \frac{1}{2} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta) s_1 + \\ &\quad (h_1 + h_3 e^{j\theta_1})^* \eta_1 + (h_2 + h_4 e^{j\theta_1}) \eta_2^* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{s}_2 &= (h_2 + h_4 e^{j\theta_1})^* r_1 - (h_1 + h_3 e^{j\theta_1}) r_2^* \\ &= \frac{1}{2} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta) s_2 - \\ &\quad (h_1 + h_3 e^{j\theta_1}) \eta_2^* + (h_2 + h_4 e^{j\theta_1})^* \eta_1 \end{aligned}$$

onde $\beta = h_1 h_3^* e^{-j\theta_1} + h_1^* h_3 e^{j\theta_1} + h_2 h_4^* e^{-j\theta_1} + h_2^* h_4 e^{j\theta_1}$ e $h_i = \alpha_i e^{j\xi_i}$.

Reescrevendo β em termos dos módulos e das fases dos ganhos complexos do canal, temos:

$$\begin{aligned} \beta &= \alpha_{13} e^{-j(\xi_3 - \xi_1 + \theta_1)} + \alpha_{13} e^{-j(\xi_1 - \xi_3 - \theta_1)} + \quad (14) \\ &\quad \alpha_{24} e^{-j(-\xi_2 + \xi_4 + \theta_1)} + \alpha_{24} e^{-j(\xi_2 - \xi_4 - \theta_1)} \end{aligned}$$

onde $\alpha_{ij} = \alpha_i \alpha_j$. O nosso objetivo é encontrar o valor de θ_1 que maximize (14). Derivando β em relação a θ_1 , e igualando o resultado a zero, chegamos a:

$$\tan(\theta_1^*) = \frac{\tan(\xi_1 - \xi_3)}{(1 + \Delta)\Gamma} + \frac{\tan(\xi_2 - \xi_4)\Gamma}{(1 + 1/\Delta)} \quad (15)$$

onde $\Delta = \frac{\alpha_{24}}{\alpha_{13}}$ e $\Gamma = \frac{\cos(\xi_2 - \xi_4)}{\cos(\xi_1 - \xi_3)}$. O valor de θ_1^* em (15) maximiza a seguinte SNR:

$$\gamma_A = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta^*}{4} \gamma_0 \quad (16)$$

onde β^* é obtido substituindo-se θ_1 por θ_1^* em (14). Como já mencionado, para o caso quantizado devemos encontrar o valor de θ_1 , onde $\theta_1 \in \text{MPSK}$, que mais se aproxima do valor ótimo em (15). O número de bits de realimentação requerido será igual a $p \log_2(M)$.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, apresentamos as curvas de BER versus $\gamma_0 = E_s/N_0$ para alguns GCCs e GGCCs, obtidas a partir de simulações Monte Carlo. A comparação desses esquemas é feita também em termos do número de cadeias de RF, atraso de decodificação, número de bits de realimentação e grau de diversidade de transmissão. Em todas as simulações, adotamos uma modulação BPSK, e consideramos o canal com desvanecimento Rayleigh plano e quase-estático, com $N_T = 4$ antenas transmissoras e uma antena receptora. Na Figura 3, simulamos três esquemas que necessitam de 3 bits de realimentação, a saber, o GGCC usando o código de Alamouti com quantização de 3 bits (8-PSK), o esquema de seleção de

antenas com Alamouti (seleciona as duas melhores antenas das quatro disponíveis) e o esquema GCC trivial, que usa o STBC trivial (transmissão sem codificação por uma única antena) com quantização de 1 bit (BPSK). O desempenho do esquema que usa o STBC trivial é bem superior, e praticamente não há diferença entre o esquema de seleção de antenas com Alamouti e GGCC usando o código de Alamouti e com quantização de 3 bits (8-PSK).

Na Figura 4, simulamos dois esquemas que necessitam de 2 bits de realimentação, a saber, o GGCC usando o código de Alamouti e com quantização de 2 bits (QPSK) e o esquema de seleção de antenas com o STBC trivial (seleciona a melhor antena das quatro disponíveis). Novamente, o desempenho do esquema que usa o STBC trivial (agora inserido numa estratégia de seleção de antenas) é bem superior. O bom desempenho do esquema de seleção de antenas com o STBC trivial já havia sido discutido pelos autores em [5], onde também é discutida a contribuição de STBCs não ortogonais quando inseridos num esquema híbrido de seleção de antenas e códigos.

Com o propósito de se avaliar o efeito da quantização da fase θ_1 no esquema GGCC/Alamouti da Seção IV-A, as simulações desse esquema para quantização de 1 (BPSK), 2 (QPSK) e 3 (8-PSK) bits de realimentação, bem como o caso não quantizado (ideal), foram realizadas. Os resultados são apresentados na Figura 5. Podemos perceber que, para o caso do código de Alamouti e com $N_T = 4$ antenas, que foi o caso considerado em [6], [7], vale a pena se transmitir um bit adicional de realimentação. O ganho em relação ao caso da quantização para o BPSK (adotado em [6], [7]) é de aproximadamente 0,6 dB. Por outro lado, um número maior de bits de realimentação nesse caso provoca uma saturação no desempenho, não oferecendo uma boa relação de custo \times benefício. O esquema GGCC/Alamouti com quantização de 2 bits é a melhor escolha.

Com relação ao número de cadeias de RF, atraso de decodificação, número de bits de realimentação e grau de diversidade de transmissão, os esquemas simulados são comparados nas Tabelas I e II, de onde se pode escolher a melhor solução, em termos desses parâmetros, de acordo com as necessidades da aplicação. A partir das Tabelas I e II, note que, também com relação a esses parâmetros, não há diferença entre o GGCC usando o código de Alamouti com quantização de 3 bits (8-PSK) e o esquema de seleção de antenas com Alamouti e, mais importante, o esquema que usa o STBC trivial é a melhor escolha tanto para 2 quanto para 3 bits de realimentação.

TABELA I
COMPARAÇÃO DOS ESQUEMAS COM $N_T = 4$ E 3 BITS DE REALIMENTAÇÃO.

	Al./Sel.Ant.	GGCC/Al./8PSK	GCC/Tri./BPSK
Cad. de RF	2	2	1
Atraso de Dec.	2	2	1
Diversidade	4	4	4

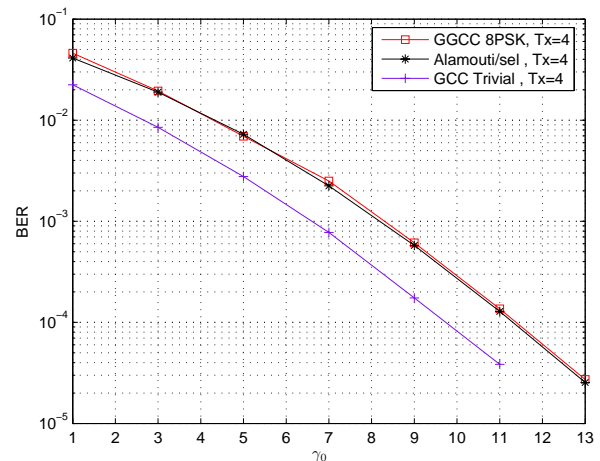


Fig. 3. BER para diversos esquemas com 3 bits de realimentação, e modulação BPSK.

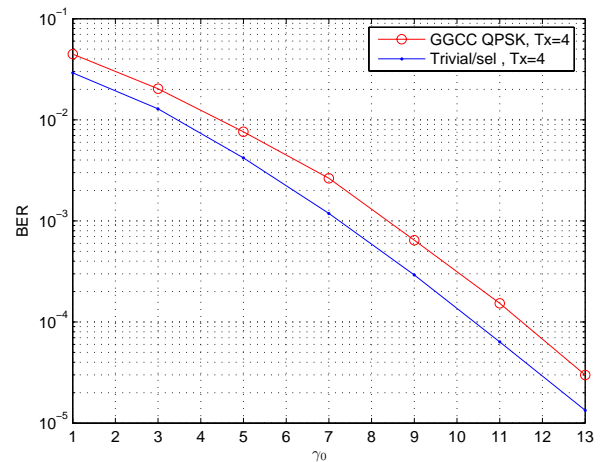


Fig. 4. BER para diversos esquemas com 2 bits de realimentação, e modulação BPSK.

VI. CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS

Neste artigo, realizamos uma análise comparativa de esquemas de transmissão para canais com desvanecimento do tipo Rayleigh, plano e quasi-estático, e que dispõem de um canal de realimentação pelo qual se pode transmitir alguns bits a cada *frame*. Os esquemas de seleção de antenas com STBCs de Gore e Paulraj [4] e os chamados códigos grupo-coerente de Akhtar e Gesbert [6], [7] foram descritos. Em seguida, uma versão mais geral desses últimos códigos, que refina os parâmetros de transmissão no sentido de torná-los mais próximo do caso ideal, foi apresentada. A determinação dos parâmetros ótimos desse esquema foi apresentada em detalhes para o caso particular de quatro antenas transmissoras e uma receptora, e com a adoção do código de Alamouti. Uma comparação entre os esquemas foi realizada para os casos de 2 e 3 bits de realimentação. Os resultados revelaram um bom desempenho quando o código espaço-temporal trivial é utilizado. Também foi avaliado o efeito da quantização do

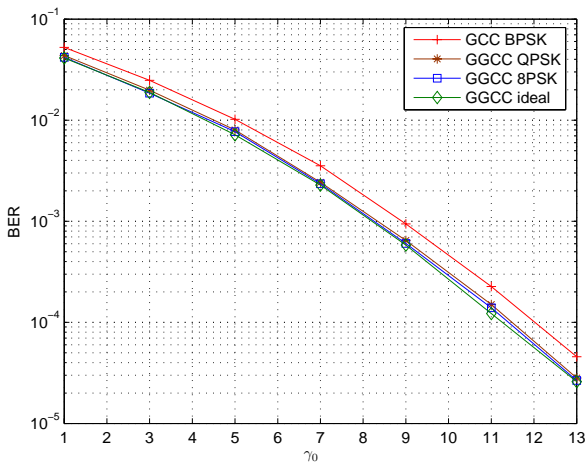


Fig. 5. BER para o esquema GGCC/trivial obtidas para o caso de $N_T = 4$, $R_x = 1$, taxa de transmissão unitária, modulação BPSK, considerando diferentes quantizações para θ

TABELA II
COMPARAÇÃO DOS ESQUEMAS COM $N_T = 4$ E 2 BITS DE REALIMENTAÇÃO.

	Triv/Sel.Ant.	GGCC/Alam/QPSK
Cad. de RF	1	2
Atraso de Dec.	1	2
Diversidade	4	4

parâmetro de transmissão (β_i) sobre o desempenho de erro. Verificou-se que, para o caso em análise, a quantização para um QPSK é uma boa solução de compromisso. Os esquemas foram ainda comparados em termos de número de cadeias de RF, atraso de decodificação, número de bits de realimentação e grau de diversidade de transmissão. A partir dessa comparação, é possível se escolher a melhor solução, em termos desses parâmetros, de acordo com as necessidades da aplicação. Tanto para o caso de 2 quanto para o caso de 3 bits de realimentação, o esquema que usa o STBC trivial apresenta os melhores parâmetros.

Em função da análise feita neste trabalho podemos dizer que, dependendo das características do canal de realimentação e das especificações do projeto, pode ser mais interessante se optar por um código que tenha um custo adicional de mais um ou dois bits de realimentação, com o benefício de se obter um ganho de codificação e, dependendo do código escolhido, um menor número de cadeias de RF, o que implicaria em uma grande redução no custo do transmissor.

VII. AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), sob os números de processo 472448/2003-0 e 302268/2004-7.

REFERÊNCIAS

[1] 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.

[2] 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.

[3] E. G. Larsson and P. Stoica, *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2003.

[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] R. Machado and B. F. Uchôa-Filho, "Space-time block coding with hybrid transmit antenna/code selection," *Proc. of the 2004 IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC'04)*, in CD-ROM, June 2004.

[6] J. Akhtar and D. Gesbert, "Partial feedback based orthogonal block coding," in *Proc. of the 2003 IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC'03-Spring)*, vol. 1, pp. 287-291, 2003.

[7] J. Akhtar and D. Gesbert, "Extending orthogonal block codes with partial feedback," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, submitted for publication.

[8] H. A. David and H. N. Nagaraja, *Order Statistics*, Third Edition, Wiley Series in Probability and Statistics, John Wiley & Sons, Inc., 2003.