

Esquema MIMO Beamforming Otimizado para Canal de Retorno de Baixa Taxa de Transmissão

Samuel T. Valduga, Renato Machado, André L. F. de Almeida, Andrei P. Legg e Murilo B. Loiola

Resumo— Neste artigo, propõe-se um esquema de comunicação MIMO (*multiple-input multiple-output*) otimizado para canais de retorno de baixa taxa de transmissão. Utiliza-se um pré-processamento baseado na informação quantizada de ângulos e fases recebidos a priori através do canal de realimentação. O processamento permite a obtenção de um desempenho de taxa de erro de bit (BER - *bit error rate*) com grau de diversidade completo, com um pequeno custo em termos de ganho de razão sinal-ruído (SNR - *signal-to-noise ratio*) quando comparado com outros esquemas com configurações equivalentes, mas que necessitam de um maior número de bits de realimentação para serem empregados. Realizou-se uma análise do limitante inferior da BER, permitindo comparar os resultados teóricos com os resultados de simulação. Simulações do tipo Monte Carlo são apresentadas para o esquema proposto, cujo desempenho é comparado com o esquema MIMO de baixa complexidade baseado em Beamforming (EBCB - [1]). Resultados mostram que o esquema proposto alcança ordem de diversidade espacial completa e tem um bom desempenho de SNR, apesar da baixa taxa de realimentação requerida.

Palavras-Chave— Ganho de codificação, Sistemas MIMO, Beamforming quantizado, canal de retorno quantizado.

Abstract— In this paper, we propose a multiple-input multiple-output (MIMO) communication scheme, optimized for feedback channel with low data rate. It is used a pre-processing based on the quantized information of phases and angles received a priori from the feedback channels. A full diversity bit error rate (BER) performance is obtained by the proposed scheme with a small penalty in terms of signal-to-noise ratio (SNR) gain when compared to other schemes that need more feedback bits to work properly. The expression of a BER lower bound for the proposed scheme is derived and used for comparison with the Monte Carlo simulation results. Also, the proposed scheme and the low-complexity Beamforming-based MIMO scheme (EBCB - [1]) are compared in terms of BER versus SNR. Results show that the proposed scheme achieves full spatial diversity order and has a good SNR performance, despite the low feedback rate required.

Keywords— Coding gain, MIMO systems, quantized Beamforming, finite-rate feedback.

I. INTRODUÇÃO

Sabe-se que o uso de múltiplas antenas transmissoras pode melhorar significativamente o desempenho dos sistemas de

comunicação sem fio. Havendo um canal de retorno que informe ao transmissor sobre o estado do canal (CSI) do sistema, pode-se explorar diferentes técnicas de transmissão/recepção que contribuam para o aumento da robustez no processo de comunicação [2], [3].

Uma solução interessante para sistemas com múltiplas antenas (MIMO - *multiple-input multiple-output*) é utilizar formadores de feixe (*beamforming*), desde que o direcionamento do feixe melhore a razão sinal-ruído (SNR - *signal-to-noise ratio*) no receptor, promovendo um ganho na capacidade do canal [4] ou reduzindo a probabilidade de erro de símbolo ou de bit do sistema [5]. Essas melhorias são dependentes da quantidade de realimentação permitida. Quando a CSI é totalmente conhecida no transmissor é possível se aplicar a técnica conhecida por conformação de feixe ótima (*optimal beamforming*), sendo a melhor estratégia a ser considerada neste cenário [6].

No entanto, a utilização de múltiplas antenas no transmissor está associada a um alto custo em função dos “múltiplos” circuitos de radio-frequência (RF) requeridos, os quais são geralmente caros, principalmente para aplicações em alta frequência (acima de 2 GHz). Uma maneira inteligente de minimizar este problema é utilizando somente um sub-conjunto de antenas transmissoras considerando a técnica de seleção de antenas (TAS - *transmit antenna selection*). Com o custo de apenas poucos bits de realimentação, pode-se, portanto, reduzir o número de circuitos de RF que se torna igual ao número de antenas selecionadas, ou em número ainda mais reduzido, dependendo do tipo de codificação de canal utilizado [7]. A técnica de seleção de antenas associada ao uso de códigos espaço-temporais ortogonais (OSTBC - *orthogonal space-time block code*) é bem conhecida e foi proposta por Gore e Paulraj em [8], e posteriormente estendida para toda classe de códigos ortogonais em [9] e para aplicação com códigos quase-ortogonais em [7], [10].

Ao longo dos últimos anos, vários trabalhos vêm investigando o uso inteligente do canal de realimentação em sistemas com múltiplas antenas [1], [11]–[16]. Em [12], por exemplo, uma extensão dos OSTBC (EOSTBCs) para sistemas MIMO com quatro antenas transmissoras foi proposta. Nesse trabalho, a informação de fase é enviada do receptor ao transmissor e baseado nesta informação, as fases de certos símbolos são rotacionadas afim de maximizar a SNR instantânea. A taxa de transmissão deste código é unitária, uma vez que dois símbolos de informação são enviados a cada dois períodos de símbolo. Como resultado, o EOSTBC apresentado em [12] superou o desempenho de outros STBCs de taxa unitária que já haviam sido publicados.

Samuel T. Valduga e André L. F. de Almeida, Grupo de Telecomunicações Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 60455-970, Brasil. Email: samueltv@gstel.ufc.br, andre@gstel.ufc.br. Renato Machado e Andrei P. Legg, Grupo de Pesquisa em Comunicações e Processamento de Sinais, Departamento de Eletrônica e Computação, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 97105-900, Brasil. Email: renatomachado@ufsm.br, andrei.legg@gmail.com. Murilo B. Loiola, Universidade Federal do ABC, Santo André, SP, 09210-170, Brazil. E-mail: murilo.loiola@ufabc.edu.br.

Em [13], os autores propuseram um esquema com realimentação de fase quantizado para quatro antenas transmissoras. Nesta proposta, utiliza-se um pré-processador para combinar dois códigos de Alamouti [17], resultando na maximização da norma de Frobenius e consequentemente na maximização da SNR. Choi et. al. mostraram que a diversidade completa é alcançada, além de um ganho de codificação.

Já em [1], propôs-se um esquema de transmissão MIMO de baixa complexidade com quatro antenas transmissoras e taxa de transmissão espacial unitária. Nesta proposta, os autores utilizam um pré-processador que é baseado em realimentação quantizada. O pré-processamento permite que este esquema tenha um grau de diversidade completo e um ganho de codificação. O pré-processamento é baseado nas propostas de [12] e [13]. O esquema de [1] é aqui denominado como esquema MIMO de baixa complexidade baseado em Beamforming (EBCB).

A. Objetivos e Contribuições

Neste artigo, propõe-se um esquema de codificação MIMO com taxa de transmissão unitária e canal de realimentação quantizado. Projeta-se um pré-processador que é atualizado pela realimentação de ângulo e fase a cada novo quadro de transmissão. O pré-processamento é realizado com o intuito de maximizar a SNR instantânea. O esquema proposto utiliza menos bits de realimentação (quando comparado com outras propostas) para garantir máxima diversidade, com um custo de uma pequena perda de ganho de SNR. A nova proposta baseia-se no esquema apresentado em [1].

Uma análise da taxa de erro de bit (BER - *bit error rate*) em função do número de bits de realimentação é apresentada. Como resultados, verifica-se que parte dos termos cruzados encontrados na expressão da SNR instantânea não possuem controle em função do número reduzido de bits de retorno (para mais detalhes veja a análise da SNR instantânea [1], [13]). Apesar da não ortogonalidade apresentada pelo esquema de codificação proposto, a diversidade máxima é garantida, uma vez que os termos cruzados sem controle não causam prejuízos relevantes a ponto de comprometer a ordem de diversidade espacial do sistema.

B. Organização do Trabalho e Notações Utilizadas

O restante deste trabalho está organizado da seguinte forma. A Seção II apresenta o modelo do sistema. A Seção III apresenta o esquema proposto neste trabalho, bem como a análise de SNR. Na Seção IV, deriva-se o limitante inferior de desempenho de BER para o esquema proposto. Na Seção V, apresentam-se os resultados de simulação. Finalmente, a Seção VI conclui o artigo.

Ao longo deste artigo, letras normais representam quantidades escalares, letras minúsculas em negrito indicam vetores, letras maiúsculas em negrito indicam matrizes e os sobrescritos ‘T’ e ‘*’ representam a operação transposta e conjugado complexo, respectivamente.

II. MODELO DO SISTEMA

Considere um sistema MIMO com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras. O modelo de transmissão é semelhante ao descrito em [1] com algumas modificações:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho}\mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{N}, \quad (1)$$

em que \mathbf{Y} é a matriz $\tau \times M_R$ dos sinais recebidos, \mathbf{X} é a matriz $\tau \times M_T$ de sinais transmitidos com energia média unitária. A $\mathcal{CN}(0, \mathbf{R})$ representa a p.d.f. (*probability density function*) conjunta de um vetor aleatório com distribuição normal, circularmente simétrica com matriz de covariância \mathbf{R} e média nula. \mathbf{N} é a matriz $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{\tau M_R})$ de ordem $\tau \times M_R$ representando a p.d.f. conjunta de amostras do ruído Gaussiano Branco i.i.d. (*independent and identically distributed*) com variância unitária. \mathbf{H} é a matriz canal MIMO $M_T \times M_R$, caracterizada pela p.d.f. $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{M_T M_R})$, \mathbf{I} é a matriz identidade, $\rho = E_s/N_0$, em que E_s é a energia média do símbolo e N_0 é a variância do ruído. O canal é considerado plano, quase estático e com desvanecimento Rayleigh.

Assume-se que os bits de informação são mapeados em uma constelação de símbolos em banda-base de energia média unitária, como a PSK ou QAM, dando origem à Q símbolos $s_q, q = 1, \dots, Q$, os quais são transmitidos durante τ períodos de símbolo. Neste artigo, consideram-se apenas esquemas com taxa de transmissão espacial unitária ($R = Q/\tau = 1$). Assumem-se também que os coeficientes do canal são perfeitamente conhecidos no receptor e que existe um canal de realimentação através do qual b bits podem ser enviados para o transmissor.

III. ESQUEMA PROPOSTO

Considere um sistema com M_T antenas transmissoras, através das quais um novo símbolo de informação s é transmitido em cada novo período de transmissão e que $M_R = 1$. O símbolo s é pré-processado resultando no vetor complexo

$$\mathbf{x}_n = \varrho(\mathbf{u}_\theta \otimes \mathbf{v}_\varphi) s_n \in \mathbb{C}^{M_T \times 1} \quad (2)$$

em que

$$\mathbf{u}_\theta = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{v}_\varphi = [e^{j\varphi_0} \ e^{j\varphi_1} \ \dots \ e^{j\varphi_{L-1}}]^T,$$

sendo $L = M_T/2$, \otimes é o produto de Kronecker, $n = [1, \dots, \tau]$ e $\mathbf{u}_\theta \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$, $\mathbf{v}_\varphi \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ são as fases e o ângulo, respectivamente, utilizadas para o ajuste de potência e conformação do feixe. O fator $\varrho = \frac{1}{\sqrt{M_T/2}}$ é usado para normalizar a potência de transmissão. Neste trabalho, por simplicidade, adota-se $\varphi_0 = 0$ como uma fase de referência.

Antes de cada transmissão ocorrer, o receptor envia b bits ($b \geq M_T/2 + 1$) de realimentação para o transmissor. Esta informação é utilizada pelo pré-processador para a escolha das fases e ângulo apropriadas, φ_l e θ , com o propósito de se maximizar a SNR instantânea.

A. Realimentação Quantizada

Nesta proposta, assumem-se as seguintes quantizações para as fases e para o ângulo: $\varphi_l \in [0, \pi]$ e $\theta_q \in [-\pi/4, \pi/4]$. As palavras códigos formadas a partir destas quantizações podem ser obtidas a partir da regra de formação apresentada na Seção III. Para um aumento do número de bits de realimentação, optou-se por aumentar a quantização em θ_q (e.g. $\theta_q \in [3\pi/8, \pi/8, -\pi/8, -3\pi/8]$ para $b = 3$). O receptor processa e compara 2^{b-1} valores de SNR instantânea e envia b bits de informação para o transmissor.

B. Extensão para múltiplos blocos de dados

Uma questão a ser considerada neste esquema de transmissão abrange a transmissão de somente um bloco de símbolos por frame. Levando em consideração somente um bloco de dados com τ símbolos transmitidos, o esquema pode ser descrito pela matriz de pré-processamento:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^T \\ \vdots \\ \mathbf{x}_\tau^T \end{bmatrix} = \varrho \begin{bmatrix} s(1) \\ \vdots \\ s(\tau) \end{bmatrix} [\mathbf{u}_\theta \otimes \mathbf{v}_\varphi]^T. \quad (3)$$

Uma interessante extensão desta proposta de transmissão é considerar que o esquema pode transmitir múltiplos blocos de símbolos simultaneamente. Para essa nova estratégia, a matriz de pré-processamento por blocos é descrita da seguinte forma:

$$\mathbf{X} = \underbrace{\begin{bmatrix} s_1(1) & \cdots & s_{M_T}(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1(\tau) & \cdots & s_{M_T}(\tau) \end{bmatrix}}_{\mathbf{S}} \begin{bmatrix} (\mathbf{u}_\theta^{(1)} \otimes \mathbf{v}_\varphi^{(1)})^T \\ \vdots \\ (\mathbf{u}_\theta^{(M_T)} \otimes \mathbf{v}_\varphi^{(M_T)})^T \end{bmatrix} \quad (4)$$

ou ainda, de forma mais compacta,

$$\mathbf{X} = \varrho \mathbf{S}(\mathbf{U}_\theta \diamond \mathbf{V}_\varphi)^T, \quad (5)$$

em que $\mathbf{U}_\theta \doteq [\mathbf{u}_\theta^{(1)}, \dots, \mathbf{u}_\theta^{(M_T)}] \in \mathbb{C}^{2 \times M_T}$, $\mathbf{V}_\varphi \doteq [\mathbf{v}_\varphi^{(1)}, \dots, \mathbf{v}_\varphi^{(M_T)}] \in \mathbb{C}^{M_T/2 \times M_T}$, \diamond é o produto de Katri-Rao (produto de Kronecker coluna-a-coluna), e \mathbf{S} e \mathbf{X} têm dimensão $\tau \times M_T$. Reescrevendo a matriz do sinal recebido dada em (1):

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \varrho \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{N} \\ &= \varrho \mathbf{S}(\mathbf{U}_\theta \diamond \mathbf{V}_\varphi)^T \mathbf{H} + \mathbf{N}. \end{aligned} \quad (6)$$

Explorando a estrutura da nova matriz de pré-processamento \mathbf{X} , em que considera-se múltiplos blocos de símbolos transmitidos, torna-se possível realizar um beamforming individual para cada coluna desta matriz. Adicionalmente, é possível ainda explorar a ortogonalidade das matrizes de pré-processamento \mathbf{U} , \mathbf{V} , visando minimizar a complexidade do receptor e avaliar uma decodificação conjunta dos blocos. Uma observação interessante está no fato do sinal precodificado \mathbf{X} admitir uma estrutura trilinear, o que possibilita o uso de ferramentas tensoriais (baseadas em álgebra multilinear) para a resolver o problema da estimação/decodificação dos símbolos no receptor, a qual poderia dispensar o conhecimento prévio do canal. Devido à limitação de espaço, tais pontos serão desenvolvidos em uma versão estendida deste trabalho.

IV. ANÁLISE DA BER

Considera-se uma análise de limitante inferior da BER para as soluções apresentadas neste trabalho. Esta análise considera símbolos mapeados nas constelações do tipo PSK.

Sabe-se que a BER, condicionada a SNR instantânea, para um sistema SISO transmitindo símbolos mapeados em uma constelação M-PSK é dada por:

$$BER(\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \exp\left(-\frac{C\gamma}{\sin^2(\theta)}\right) d\theta, \quad (7)$$

em que M é o tamanho da constelação e $C = \sin^2(\pi/M)\sqrt{2}$.

Tomando a esperança de (7), a BER média pode ser escrita como:

$$\overline{BER}(\gamma) = \mathbb{E}_h\{BER(\gamma)\}, \quad (8)$$

em que \mathbb{E}_h é o operador esperança em relação a h .

A. Limitante inferior para o desempenho da BER

Deriva-se aqui o limitante inferior da BER, sendo esta uma boa referência tanto para a análise de diversidade, quanto para a análise de desempenho do esquema proposto.

Considere que s é mapeado em uma constelação do tipo PSK. Portanto a BER condicionada a SNR instantânea (em canal AWGN) pode ser descrita como em (7) e (8).

Seja o canal normalizado

$$\tilde{h} = \frac{h}{|h|}, \quad (9)$$

em que $|\tilde{h}| = 1$.

Define-se ρ como sendo

$$\rho = E_b/N_0 \max_{1 \leq i \leq N} \{|\mathbf{x}_i^T \tilde{h}|^2\}. \quad (10)$$

Assim, pode-se reescrever (10) na seguinte forma:

$$\rho = \bar{\rho} \rho_h v, \quad (11)$$

em que

$$\bar{\rho} = E_b/N_0, \quad \rho_h = |h|^2, \quad v = \max_i \{|\mathbf{x}_i^T \tilde{h}|^2\}.$$

Assumindo que v é uma variável aleatória pertencente ao intervalo $[0, 1]$ e sendo h uma variável aleatória i.i.d., ρ_h torna-se independente de \tilde{h} [18]. A partir desta observação, pode-se simplificar (8), obtendo-se

$$\begin{aligned} \overline{BER} &= \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \int_0^1 BER(\bar{\rho} \rho_h v) p(\rho_h) p(v) d\rho_h dv \quad (12) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \int_0^1 \left[1 + \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} b\right]^{-M_T} dF_B(b) d\theta, \end{aligned}$$

em que $F_B(v)$ é a c.d.f. (*cumulative density function*).

Observando (12), nota-se que a BER é dependente dos parâmetros escolhidos em \mathbf{x} .

Em [19], derivou-se o limitante inferior da probabilidade de erro de símbolo. Baseado nos resultados apresentados em [19], deriva-se a função aproximada de $F_B(v)$.

Primeiramente, define-se a superfície de uma hipersfera como sendo

$$S_i(v) = \{\tilde{h} : \max_i \{|\mathbf{x}_i^T \tilde{h}|^2\} \leq v\}, \quad (13)$$

sua área pode ser calculada da seguinte forma (Lema 2 dado em [19]):

$$A\{S_i(v)\} = \frac{2\pi^{M_T} v^{M_T-1}}{(M_T-1)!} \quad (14)$$

em que $A\{S_i(1)\}$ é a superfície total da hipersfera. Assim, utilizando a propriedade fundamental da c.d.f. ($F_B(v) = Pr(\rho \leq v)$),

$$F_B(v) = Pr(\rho_{x1} \leq v), \text{ ou } Pr(\rho_{x2} \leq v), \dots, \\ \text{ou } Pr(\rho_{xM_T} \leq v),$$

pode-se supor que a probabilidade de \tilde{h} é dada pela união das regiões. Assim, baseado na área dada em (14), F_B pode ser aproximada por

$$F_B(v) \leq \frac{\sum_{i=1}^N A\{S_i(v)\}}{A\{S_i(1)\}} = N(v)^{M_T-1}. \quad (15)$$

Tomando $F_B(v) \leq 1$, o limitante superior aproximado é dado por:

$$F_B(v) = \begin{cases} N(v)^{M_T-1}, & 0 \leq v < (1/N)^{1/(M_T-1)} \\ 1, & v \geq (1/N)^{1/(M_T-1)} \end{cases}, \quad (16)$$

em que $N = 2^b$.

Substituindo (16) em (12), o limitante inferior da BER pode ser expresso por

$$\overline{BER} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \int_0^1 \left[1 + \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} v \right]^{-M_T} \\ N(M_T-1) v^{M_T-2} d(v) d\theta. \quad (17)$$

Após algumas manipulações algébricas, obtém-se

$$\overline{BER} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} \right)^{-1} \\ \left[1 + \left[1 - \left(\frac{1}{N} \right)^{\frac{1}{M_T}} \right] \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} \right]^{1-M_T} d\theta. \quad (18)$$

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação ilustram o desempenho do esquema proposto. O desempenho foi comparado em termos de BER versus SNR em canais com desvanecimento Rayleigh, plano e quase estático. No receptor, considerou-se um combinador de máxima razão (MRC) e na decodificação dos símbolos foi considerado o detector de máxima verossimilhança (ML).

A Fig. 1 apresenta uma comparação de desempenho entre a proposta e o esquema EBCB [1]. Os resultados são apresentados para os casos com $M_T = 4$, $M_R = 1$ e diferentes configurações de bits de realimentação. Pode-se notar que o esquema proposto permite que a proposta de codificação $M_T = 4$ apresentada em [1], a qual necessitava de no mínimo $b = 3$, seja agora praticável com $b = 2$ bits de realimentação. Observa-se também, o compromisso em termos de ganho de SNR que a nova proposta apresenta para caso de $b = 3$ bits.

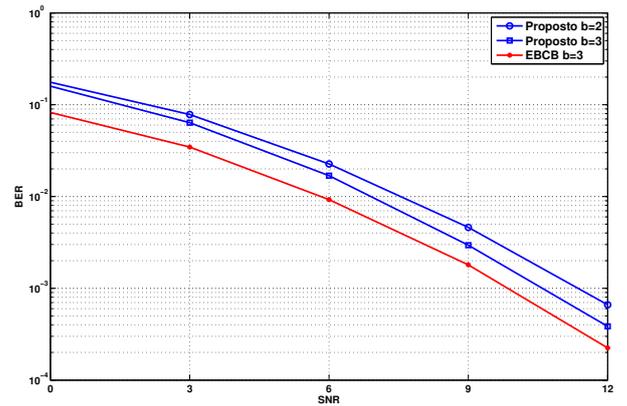


Fig. 1. Desempenho da BER \times SNR para $M_T = 4$ e $M_R = 1$ com $b = 2, 3$

A Fig. 2 apresenta a curva teórica do limitante inferior para $M_T = 4$, $M_R = 1$ e constelação QPSK. As curvas se assemelham em diversidade, constatada pela mesma inclinação apresentada entre as curvas simuladas e teóricas.

A Fig. 3 apresenta o desempenho do esquema proposto para $M_T = 6, 8$ e $M_R = 1$ e suas correspondentes *lower bounds*. A Fig. 3 tem como principal propósito ilustrar que o esquema proposto pode considerar qualquer configuração para $M_T = 2m_t$, sendo $m_t = 2, 3, 4, \dots, \infty$. Como a proposta é sub-ótima, observa-se um afastamento crescente do limitante inferior conforme o número de antenas transmissoras é aumentado.

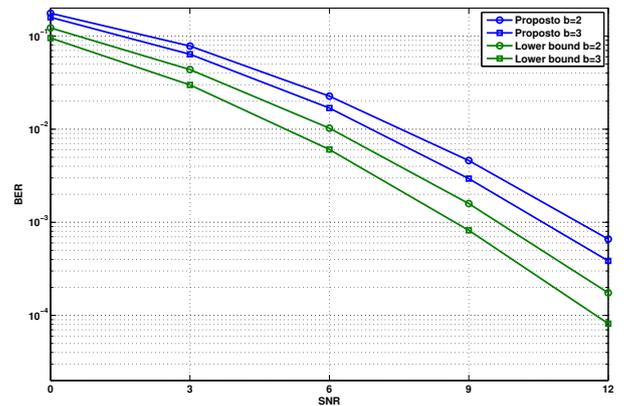


Fig. 2. Desempenho da BER para constelação QPSK: Limitante teórico inferior e resultados de simulação para $M_T = 4$ e $M_R = 1$ com $b = 2, 3$

VI. CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS

Neste artigo, um novo esquema de comunicação para sistemas MIMO com canal de retorno com baixa quantização foi proposto. A ideia principal nesta proposta foi explorar os benefícios do esquema apresentado em [1] com adaptações que permitissem reduzir o uso (ou dependência) do canal de retorno. Apesar do reduzido número de bits de realimentação

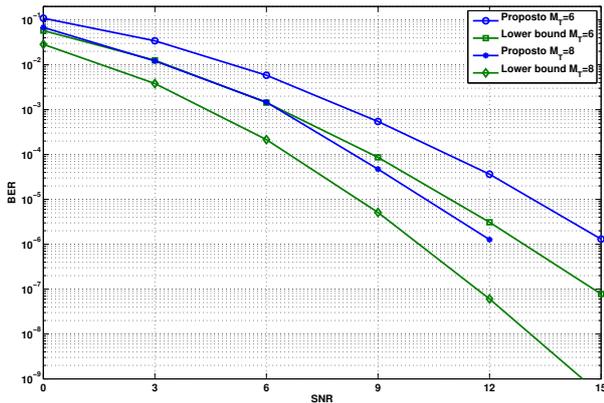


Fig. 3. Desempenho da BER para constelação QPSK: Limite teórico inferior e resultados de simulação para $M_T = 6, 8$ e $M_R = 1$

necessário para se implementar o esquema proposto, a diversidade máxima ainda é mantida, com um pequeno compromisso em termos de ganho de SNR. A quantização do canal de realimentação torna-se um problema quando o número de antenas aumenta, como nos caso de sistemas MIMO massivos, sendo esta considerada a chave para os sistemas da próxima geração (Sistemas 5G) [20]. Para estes sistemas, a quantidade de informação a ser retransmita pelo canal de realimentação deve ser a menor possível. Isto se deve ao fato da quantidade de bits de realimentação ser proporcional ao crescimento do número de antenas transmissoras. Obviamente o esquema proposto não permite realizar um controle ótimo de cada antena transmissora, como é o caso do ECBC, o que não torna o novo esquema menos atrativo. Pelo contrário, o esquema proposto garante que a máxima diversidade espacial seja alcançada, mesmo havendo a realimentação de pouquíssimos bits. A ideia apresentada neste artigo pode ser adaptada para sistemas MIMO massivos, desde que o número de bits de realimentação não exceda um valor que comprometa a confiabilidade da informação enviada para os transmissores.

AGRADECIMENTOS

Os autores deste trabalho agradecem ao CNPq, FAPESP e ao Exército Brasileiro pelo apoio financeiro concedido para a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] Samuel T. Valduga, Dimas I. Alves, Renato Machado, Andrei P. Legg, and Murilo Bellezoni Lioila, "Low-complexity codebook-based beamforming with four transmit antennas and quantized feedback channel," in *WCNC'14*, 2014, pp. 1212–1217.
- [2] G. Caire, Giorgio Taricco, and Ezio Biglieri, "Optimum power control over fading channels," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 1468–1489, Jul 1999.
- [3] Zhuo Chen, Jinhong Yuan, and Branka Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in rayleigh fading channels.," *IEEE T. Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, 2005.
- [4] M. Skoglund and G. Jongren, "On the capacity of a multiple-antenna communication link with channel side information," *IEEE J.Sel. A. Commun.*, vol. 21, no. 3, pp. 395–405, Sept. 2006.
- [5] Pengfei Xia and Georgios B. Giannakis, "Design and analysis of transmit-beamforming based on limited-rate feedback.," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 5, pp. 1853–1863, 2006.
- [6] Erik G. Larsson and Petre Stoica, *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*, Cambridge University Press, New York, NY, USA, 1st edition, 2008.
- [7] Renator Machado and Bartolomeu F. Uchoa Filho, "A hybrid transmit antenna/code selection scheme using space-time block codes.," in *WCNC. 2004*, pp. 2469–2473, IEEE.
- [8] D.A. GORE and A.J. Paulraj, "Mimo antenna subset selection with space-time coding," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 10, pp. 2580–2588, Oct 2002.
- [9] Zhuo Chen, Jinhong Yuan, and Branka Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in rayleigh fading channels.," *IEEE T. Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, 2005.
- [10] Renato Machado and Bartolomeu F. Uchoa Filho, "Space-time block coding with hybrid transmit antenna/code selection," in *Proceedings of IEEE International Conference on Communications, ICC 2004, Paris, France, 20-24 June 2004*, 2004, pp. 819–822.
- [11] Chandra R. Murthy and Bhaskar D. Rao, "Quantization methods for equal gain transmission with finite rate feedback," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 233–245, 2007.
- [12] Nasr M. Eltayeb, Sangarapillai Lambotharan, and Jonathon A. Chambers, "A phase feedback based extended space-time block code for enhancement of diversity.," in *VTC Spring. 2007*, pp. 2296–2299, IEEE.
- [13] Ilhwan Choi, Jong-Kyu Kim, Heunchul Lee, and Inkyu Lee, "Alamouti-codes based four-antenna transmission schemes with phase feedback," *Comm. Letters.*, vol. 13, no. 10, pp. 749–751, Oct. 2009.
- [14] N. Jindal, "MIMO Broadcast Channels with Finite Rate Feedback," in *The IEEE Global Telecommunications Conference, (GLOBECOM'05)*, November 2005, vol. 3.
- [15] D.J. Love, R.W. Heath, V.K.N. Lau, D. Gesbert, B.D. Rao, and M. Andrews, "An Overview of Limited Feedback in Wireless Communication Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 8, pp. 1341–1365, October 2008.
- [16] Junyoung Nam, Ansuman Adhikary, Jae-Young Ahn, and Giuseppe Caire, "Joint Spatial Division and Multiplexing: Opportunistic Beamforming, User Grouping and Simplified Downlink Scheduling," *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 876–890, 2014.
- [17] Siavash M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, pp. 1451–1458, 1998.
- [18] S. Zhou, Z. Wang, and G. B. Giannakis, "Quantifying the power-loss when transmit-beamforming relies on finite-rate feedback.," *IEEE Wireless*, vol. 4, no. 4, pp. 1948–1957, July 2005.
- [19] Krishna Kiran Mulkavilli, Ashutosh Sabharwal, Elza Erkip, and Behnaam Aazhang, "On beamforming with finite rate feedback in multiple antenna systems," 2003.
- [20] Larsson E., O. Edfors, F. Tufvesson, and T. Marzetta, "Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, February 2014.