

Decodificação de Sistemas QO-STBC Baseada em Máxima Verossimilhança e Agrupamento Reduzido

Jaime Laelson Jacob, Isaque Suzuki, Fernando Ciriaco, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão, Paul Jean E. Jeszensky

Resumo—Este trabalho analisa uma extensão do esquema de decodificação de máxima verossimilhança (ML - *Maximum Likelihood*) para códigos espaço-temporais (STBC - *Space-Time Block Codes*) quase-ortogonais (QO - *Quasi-Orthogonal*) proposto em [1], objetivando a otimização do compromisso capacidade \times desempenho \times complexidade em sistemas com múltiplas antenas de entrada e saída (MIMO - *Multiple Input/Multiple Output*). O desempenho do sistema foi quantificado para cenários com índice de modulação de alta ordem 16- e 64-QAM, 4×4 antenas e codificação por checagem de paridade de baixa densidade (LDPC - *Low Density Parity Check*), decodificador de ML de reduzida complexidade baseado em busca por grupos (RCS - *Reduced Cluster Search*), agregando ao sistema entrelaçadores aleatórios e LDPCs com distintos comprimentos de blocos. Sob tais condições, resultados numéricos indicaram melhoria substancial de desempenho, mantendo-se ainda ganhos crescentes na razão de complexidade (RCS-ML por ML convencional) quando a ordem de modulação aumenta.

Palavras-Chave—Sistemas MIMO, Decodificador ML, Agrupamento Reduzido, LDPC, QO-STBC Codificação Espaço-Temporal Quase-Ortogonal.

Abstract—An extension for the efficient maximum likelihood (ML) decoding scheme for quasi-orthogonal space-time block codes (QO-STBC) proposed in [1] is carried out in this work, aiming to optimize the performance \times throughput \times complexity trade-off under multiple-input-multiple-output (MIMO) antenna systems. Under high-order modulation indexes 16- and 64-QAM, 4×4 antennas, and low-density-parity check codes (LDPC) scenarios, this work extends the previous analysis for the reduced cluster search ML decoding (RCS-ML) focusing on the effect of channel coefficient estimate errors, interleaver aggregation and LDPC block length over system performance. Under such conditions, numerical results have indicated improvement on system performance, holding on yet the increasing reduction in the complexity of RCS-ML decoding when the modulation order increases.

Keywords—MIMO system, ML decoding, cluster search (RCS-ML), LDPC, quasi-orthogonal space-time coding.

I. INTRODUÇÃO

Visando conciliar a alta demanda por sistemas de comunicação com aplicações multimídia e a crescente escassez de espectro disponível, esquemas de decodificação de máxima verossimilhança eficientes, i.e., esquemas capazes de fornecer elevada capacidade, alto desempenho e complexidade factível, têm sido propostos recentemente [2]–[7]. Em

Jaime Laelson Jacob, Isaque Suzuki e Taufik Abrão estão com o Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, PR. {taufik, jaime.jacob}@uel.br
www.uel.br/pessoal/taufik

F. Ciriaco, B. A. Angélico e P. J. E. Jeszensky estão com o Departamento de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo; {fciriaco, angelico, pjje}@lcs.pol.usp.br

[5] é proposto uma família de taxa unitária, diversidade de codificação espaço-temporal 2×2 completa, cuja complexidade de detecção cresce apenas quadraticamente com a ordem da constelação. Assim, a complexidade do detector ótimo é reduzida por um fator de 256 para a constelação 16-QAM e por 4096 para a modulação 64-QAM.

Diferente da aproximação proposta neste trabalho, em [4] sugere-se uma estratégia de baixa complexidade para a decodificação QO-STBC baseada no cancelamento de interferência iterativo. Nesta estratégia, o princípio do cancelamento por interferência (IC - *Interference Canceling*) foi usado somente no processo de “poda” do vetor-candidato e não no próprio processo de decodificação. Visto que os pares de candidatos para decodificação dos símbolos s_1, s_4 e s_2, s_3 em um esquema QO-STBC com $4 \times n_R$ antenas são atualizados ao final de dois estágios consecutivos de IC, e no fato do número de pares-candidatos decrescer rapidamente neste esquema, poucas iterações são necessárias à decodificação completa dos quatro símbolos. No entanto, a complexidade do decodificador iterativo ainda é elevada, especialmente para altas ordens de modulação.

Neste trabalho, realiza-se uma análise estendida do algoritmo de decodificação de baixa complexidade para esquemas QO-STBCs, baseado na busca por agrupamentos reduzidos (*clusters*) e técnica ML, proposto em [1]. O RCS-ML é adequado para mais de uma antena de recepção em conjunto com a modulação codificada por mapeamento de bit (BMCM - *Bit-Mapped Coded Modulation*) e configurações LDPC paralelos de comprimento curto. O decodificador emprega um número de iterações reduzido para obter os dados estimados de saída. Como apresentado em [1], existe uma degradação de desempenho tanto no ML convencional quanto no RCS-ML devido à perda da ortogonalidade no processo de decodificação de s_1, s_4 em relação a s_2, s_3 , causado pelos erros nas estimativas dos coeficientes de canal. Nesse artigo são apresentadas duas soluções para a melhoria de desempenho: uso de entrelaçadores e aumento do tamanho do bloco de código LDPC.

II. MODELO DE SISTEMA QO-STBC

Em sistemas MIMO com $n_T = 4$ antenas de transmissão e $n_R \geq 1$ antena(s) de recepção, 4 símbolos são transmitidos simultaneamente. Adicionalmente, assume-se, neste trabalho, $n_T n_R$ subcanais independentes. Em [1], foi explorado canais com desvanecimento não seletivos em frequência, modulação M -QAM, uso de esquema QO-STBC de taxa 1 [8] e LDPC curto. A estratégia RCS-ML apresentou degradação de desempenho em função de estimativas imperfeitas do canal. Para a

solução desse problema, este trabalho propõe o acréscimo de entrelaçadores e aumento no comprimento do bloco LDPC. Os principais blocos constituintes do sistema são apresentados abaixo.

A. Codificação por LDPC

No transmissor são executadas m codificações LDPC em paralelo, onde $m = \log_2 M$ é a ordem de modulação e M é o tamanho da constelação adotada. Após a codificação, o sinal codificado é modulado por um esquema M -QAM, sendo repassado, então, a um demultiplexador $1 : n_T$ e transmitido através de um bloco de codificação espaço temporal quase-ortogonal.

Visando alcançar altas taxas de transferência¹, desempenho adequado e simplicidade de decodificação no receptor, esquemas BMCM têm sido utilizados em conjunto com m codificadores LDPC paralelos [9]. Neste contexto, a modulação adotada é a QAM de alta ordem, considerando $m \geq 4$.

No codificador LDPC, o fluxo de dados de entrada é demultiplexado em m ramos paralelos $\{\mathcal{B}^i\}_{i=1}^m$ com comprimento do bloco K_i . Para manter o decodificador com baixa complexidade, cada subfluxo \mathcal{B}^i é codificado usando um código LDPC, obtendo-se m palavras de códigos \mathcal{C}^i , isto é, $\{\mathcal{C}^i\}_{i=1}^m$, de comprimento N , sendo o p -ésimo bit de código em \mathcal{C}^i representado por c_p^i . Note-se que existe uma flexibilidade inerente na estrutura BMCM: subfluxos podem ser codificados usando códigos LDPC com diferentes valores de K_i , enquanto todos os m códigos produzem palavras de códigos de mesmo comprimento N . Portanto, a taxa completa dos m códigos LDPC é dada por:

$$R_{\text{ldpc}} = \frac{\sum_i^m K_i}{mN} \quad (1)$$

Por simplicidade, assume-se comprimento idêntico de blocos, $K_i = K$. Assim, a taxa completa do código LDPC(N, K) é simplificado para: $R_{\text{ldpc}} = \frac{K}{N}$.

Por sua vez, o i -ésimo processo de codificação LDPC realizado em paralelo é dado por:

$$\mathcal{C}^i = \mathcal{B}^i \mathcal{G}^i,$$

onde \mathcal{G}^i é a matriz geradora do i -ésimo componente de código LDPC, de dimensão $K_i \times N$.

B. R1 QO-STBC

Todos os m processos de codificação LDPC são realizados em paralelo. O p -ésimo bit de todas as m palavras código LDPC seleciona simultaneamente o p -ésimo 2^m -ário pontos da constelação $s_i \in \mathcal{S}$, onde \mathcal{S} é um conjunto de todos os símbolos válidos pertencentes à constelação adotada no transmissor.

Adota-se taxa 1 para o código de bloco espaço-temporal quase-ortogonal (R1 QO-STBC) de [10], descrito pela matriz código:

¹Tipicamente na faixa de 2 a 8 bits por período de símbolo, dependente do índice de modulação e da taxa de codificação.

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

Onde quatro pontos na constelação (s_1, s_2, s_3, s_4) são transmitidos empregando-se $n_T = 4$ e $L = 4$, portanto:

$$R_{\text{stbc}} = \frac{\#\text{símbolos transmitidos}}{\#\text{time slots usados, } L} = 1 \quad (\text{Taxa } 1), \quad (3)$$

sendo a taxa de transmissão para um sistema com uma constelação M -ária definida como:

$$\Theta = R_{\text{stbc}} R_{\text{ldpc}} \log_2 M \quad [\text{bits/período símbolo}]. \quad (4)$$

C. Receptor

Considere $x(i)$ como o i -ésimo símbolo modulado com duração T_s , e $s_j(t)$ o símbolo transmitido pelo j -ésima antena de transmissão no tempo t . Cada símbolo transmitido através do canal sem fio chega em cada uma das n_R antenas de recepção. Representa-se por $h_{kj}(t)$ o ganho de percurso da antena de transmissão j para a antena de recepção k em cada intervalo de símbolo. Portanto, considerando um modelo em banda-base de tempo discreto para um canal MIMO com desvanecimento plano, o sinal recebido na k -ésima antena é dado por:

$$y_k(t) = \sum_{j=1}^{n_T} h_{kj}(t) s_j(t) + n_k(t), \quad t = 1, \dots, L, \quad (5)$$

onde L é o tamanho do *slot* temporal do bloco STBC, $h_{kj}(t), \forall k \in \{1, 2, \dots, n_R\}, \forall j \in \{1, 2, \dots, n_T\}$ assumido como variáveis aleatórias Gaussianas complexas com média zero e $\mathbb{E}[(h_{kj}^I)^2] = \mathbb{E}[(h_{kj}^Q)^2] = \frac{1}{2}$, onde h_{kj}^I e h_{kj}^Q são as partes reais e imaginárias de $h_{kj}(t)$. A amostra de ruído na k -ésima antena de recepção é considerada Gaussiana complexa com média zero e as amostras $\{n_k\}, k = 1, \dots, n_R$ são admitidas independentes com variância:

$$\mathbb{E}[n_k^2] = N_0 = \frac{n_T \bar{E}_s}{\gamma} = \frac{n_T \bar{E}_s}{m 10^{\frac{\text{SNR}}{10}} R_{\text{stbc}} R_{\text{ldpc}}}, \quad (6)$$

onde \bar{E}_s é a energia média do símbolo transmitido para um dado formato de constelação $M = 2^m$, SNR (*Signal to Noise Ratio*) é a relação sinal-ruído por antena de recepção, em decibéis (dB), e γ é a SNR média em cada antena de recepção [8].

Em cada antena de recepção, os sinais recebidos são amostrados. Assim, a eq. (5) pode ser escrita na forma vetorial, resultando para o t -ésimo período de símbolo, em um vetor de sinal recebido dado por:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad t = 1, \dots, L \quad (7)$$

onde, a cada *slot* temporal $t = 1, \dots, 4$ do esquema QO-STBC, $\mathbf{r}(t) = [r_1(t) r_2(t) \dots r_{n_R}(t)]^T$ representa o vetor do sinal recebido, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_{n_T}(t)]^T$ é o vetor do símbolo transmitido, $\mathbf{H}(t)$ é a matriz do canal $n_R \times n_T$, com coeficiente de canal $\{h_{kj}\}_{k,j=1}^{n_T, n_R}$ entre a j -ésima antena

de transmissão e a k -ésima antena de recepção e $\mathbf{n}(t) = [n_1(t) n_2(t) \dots n_{n_R}(t)]^T$ é o vetor de ruído amostrado. Com isso, as matrizes de coeficiente de canal são assumidas conhecidas no receptor (perfeitamente ou com erros nas estimativas), mas completamente desconhecidas no transmissor.

D. Decodificador ML

A métrica de decisão por máxima verossimilhança é obtida pela minimização dos termos de duas somas [10]:

$$(\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4) = \arg \min_{s_1, s_4 \in \mathcal{S}} f_{1,4}(s_1, s_4), \quad \arg \min_{s_2, s_3 \in \mathcal{S}} f_{2,3}(s_2, s_3) \quad (8)$$

sendo as duas funções custo a serem minimizadas independentemente dadas pela eq. (9) e eq.(10), no topo da próxima página.

Em sistemas MIMO cuja constelação é pequena, torna-se computacionalmente viável avaliar, independentemente, todos os possíveis valores para os pares (s_1, s_4) e (s_2, s_3) , empregando as duas funções custo, eq. (9) e eq. (10), obtendo-se diretamente os bits estimados por ML. Uma vez que a complexidade computacional cresce exponencialmente com m , quando a dimensão da constelação cresce, por exemplo $M \geq 16$, é computacionalmente ineficiente avaliar todos os pares possíveis de símbolos-candidatos. Assim, para constelações de alta ordem torna-se atrativo o uso de estratégias não exaustivas ou mesmo métodos sub-ótimos para avaliar as funções custo QO-STBC. A seção III descreve a técnica porposta de baixa complexidade para calcular a eq. (9) e a eq. (10), adequado para modulação de alta ordem MIMO QO-STBC com $n_T = 4$ e um número qualquer de antenas de recepção.

E. Métrica de bit e Decodificação LDPC

O último bloco no processo de decodificação é executado pelo conjunto de m decodificadores LDPC paralelos de baixa complexidade. O decodificador LDPC usa o algoritmo de decodificação de propagação de mensagens (BP - *Belief Propagation*), com um número máximo de iterações It_{BP} .

Como o decodificador BP requer uma estimativa de símbolo *soft* $\mathcal{L}_{m,i}^0, \mathcal{L}_{m,i}^1$, e admitindo variância do ruído idêntica em todas as n_T antenas receptoras $\mathbb{E}[n_k^2] = \sigma^2$, $k = 1, \dots, n_T$, a métrica do bit é calculada como:

$$\mathcal{L}_{m,i}^0 = \frac{1}{1 + e^{-\lambda_i^m}}, \quad m = 1, \dots, m \quad (11)$$

sendo $\mathcal{L}_{m,i}^1 = 1 - \mathcal{L}_{m,i}^0$, e

$$\lambda_i^m = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\min_{s \in S_i^{m,(0)}} \|\hat{s}_i - \kappa_s\|^2 - \min_{p \in S_i^{m,(1)}} \|\hat{s}_i - \kappa_p\|^2 \right) \quad (12)$$

onde κ denota os valores estimados dos coeficientes de canal associados ao s_i na eq. (9) ou na eq. (10); $S_i^{m,(0)}$ é o conjunto de todos os pontos da constelação com um “zero” na i -ésima posição e $S_i^{m,(1)}$ é o conjunto de todos os pontos da constelação com “um” na i -ésima posição. De fato, a estimativa de símbolo *soft* pode ser interpretada como:

$$\hat{s}_i = \kappa s_i + \eta_i \quad (13)$$

onde η_i é a soma do ruído recebido com o termo interferente na eq. (9) ou eq. (10).

As estimativas de símbolo *soft* $\mathcal{L}_{m,i}^0$ e $\mathcal{L}_{m,i}^1$ são usadas pelo decodificador BP para calcular a relação de verossimilhança logarítmica (LLR - *Log-Likelihood Ratio*) passado pelos nós de bits para os nós de checagem. As LLRs são usadas ao invés das probabilidades devido à sua estabilidade numérica [11]. Desta forma, o decodificador BP [9] consiste de um algoritmo iterativo que passa mensagens (valores de LLR) entre nós de bits e nós de checagem. O cálculo da eq. (12) é executado de forma repetitiva até que o processo de iteração BP finalize segundo um critério de parada. Assim, se a matriz de checagem de paridade é satisfeita ou o algoritmo atinja um número máximo de iterações, é realizada uma decisão abrupta (*hard*), onde os valores positivos de LLRs são considerados bits “um” e os valores negativos são bits “zero”. Finalmente, obtém-se os símbolos estimados $\hat{\mathcal{B}}^m$ à saída de cada decodificador LDPC.

III. DECODIFICAÇÃO RCS-ML EFICIENTE

Conforme descrito em [1], a idéia da decodificação ML baseada em *clusters* surgiu da observação do comportamento da função custo, apresentado na Fig. 1. Observa-se um padrão que se repete, neste caso, com tamanho 4×4 , uma vez que a modulação adotada é 16-QAM.

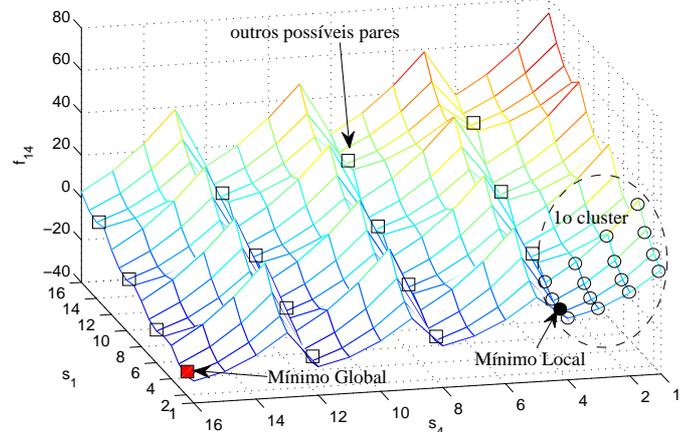


Fig. 1. Valores típicos f_{14} , considerando o par de símbolos (s_1, s_4) em uma modulação 16-QAM para todos os valores (s_1, s_4) ; os círculos indicam os valores pesquisados dentro do primeiro *cluster*; para todos os pontos (s_1, s_4) são obtidos previamente como um mínimo local.

Este padrão pode ser descrito intuitivamente da seguinte forma: dada uma constelação QAM e um símbolo recebido corrompido pelo ruído, da figura 2 considera-se somente símbolos pertencentes a uma coluna da constelação mapeada, identificando um *cluster*; neste caso, examina-se o quarto símbolo da primeira coluna (isto é, primeiro *cluster*, constituído pelos símbolos 1, 2, 3 e 4). Em termos de distância Euclidiana do símbolo recebido na coluna de símbolo da constelação pode-se distinguir dois casos:

- o símbolo recebido está próximo do símbolo na extremidade da coluna, conforme Fig. 2. Esta situação é identificada pelo símbolo recebido hipotético \triangle ou \diamond , localizado na região I ou III do cluster, respectivamente.

perfeito das informações do estado do canal (CSI - *Channel State Information*) no lado da recepção, exceto na subseção IV-A, onde é analisado o efeito das estimativas imperfeitas do canal sobre a degradação de desempenho RCS-ML e ML convencional.

De acordo com o modelo de canal descrito em [10], [12], considerou-se um modelo de canal variante no tempo quase-estático, ou seja, o coeficiente de desvanecimento é mantido fixo durante cada bloco QO-STBC de $L = 4$ slots temporais, variando de forma independente de um bloco ao próximo.

TABELA I

PARÂMETROS DE SISTEMA, DECODIFICAÇÃO RCS-ML E DE CANAL.

Parâmetros	Valores Adotados
<i>Sistemas QO-STBC MIMO</i>	
# Tx antenas	$n_T = 4$
# Rx antenas	$n_R = 4$
Formato da Modulação	Quadr. M-QAM: 16, 64
Código QO-STBC	Taxa 1, $R_{\text{stbc}} = 1$ [10]
SNR Rx por Antena	$SNR \in [-2.5; 30]$ dB
Throughput	$\Theta = 1.0, 2.0, 3.0, 4.0$ [bits/per. simb.]
<i>Código LDPC</i>	
Número e tamanho	m LDPC curto e longo [9], [13]
Taxa	LDPC(204, 102), LDPC(64800, 32400) $\Rightarrow R_{\text{stbc}} = \frac{1}{2}$
Decod. Prop. de Mens.	$It_{BP} \leq 20$ iterações
<i>Canal Rayleigh</i>	
Desvanec. sub-canal	frequência plana
Tipo do canal	quasi-estático (lento), $L = 4$
Inf. estado do canal CSI	perfeito e imperf. conhec. em Rx
<i>Entrelaçador</i>	
Tipo	permutador aleatório
Tamanho	1632 (LDPC curto) e 518400 (LDPC longo)
<i>Decodificação RCS-ML</i>	
tamanho do cluster	$\sqrt{2^m} \times \sqrt{2^m}$

A. Degradação de Desempenho com Estimativas Imperfeitas do Canal

Embora a suposição de estimativas perfeitas da CSI do lado do receptor ser largamente adotado na literatura, esta é uma hipótese irrealista. Nessa subseção, apresenta-se os efeitos das estimativas imperfeitas de canal sobre o desempenho em termos da taxa de erro de bit (BER - Bit Error Rate). Tais imperfeições são modeladas como:

$$\hat{h}_{k,j} = \rho h_{k,j} + \xi \sqrt{1 - \rho^2}, \quad 0 \leq \rho \leq 1, \quad (14)$$

$$\forall k \in \{1, 2, \dots, n_R\}, \forall j \in \{1, 2, \dots, n_T\}$$

onde $h_{k,j}$ é o coeficiente de canal, ρ é a potência do coeficiente de correlação [14] entre o coeficiente verdadeiro e o estimado, isto é, $h_{k,j}^2$ e $\hat{h}_{k,j}^2$, e ξ é uma variável aleatória Gaussiana complexa independente de média zero com variância $\frac{1}{2}$ por dimensão.

Nesse modelo, a estimativa CSI tem a mesma variância que o CSI atual, e o percentual de energia de ruído estimado com relação a energia do CSI verdadeiro é dado por $\varepsilon = \frac{1 - \rho^2}{\rho^2} \times 100$ [%]. Finalmente, quando $\rho = 1$, tem-se um CSI perfeito no lado da recepção: $\hat{h}_{k,j} = h_{k,j}$.

A Fig. 3 apresenta o impacto do erro na CSI no desempenho do RCS-ML para as modulações 4, 16, 64 e 256-QAM na ausência de entrelaçador. Observe que para a modulação 4-QAM o erro de estimativa de canal praticamente não afeta o

desempenho do sistema em ambos os decodificadores ML, enquanto que para a modulação 256-QAM o efeito é devastador para $\rho = 0,95$ e mesmo para $\rho = 0,98$. Assim, de acordo com a Fig. 4, o sistema apresenta uma melhoria significativa quando é acrescentado o *interleaver* com codificação LDPC curta para modulações 16-QAM com erro na estimativa dos coeficientes de canal para $\rho = 0,95$. Para uma $BER = 10^{-4}$ existe uma melhoria de 3dB para o sistema com entrelaçador aleatório em relação ao sistema sem entrelaçador com modulação 16-QAM. No entanto, para modulação de mais alta ordem (64-QAM), o esquema com entrelaçador e LDPC curto é insuficiente, não apresentando melhoria significativa. A solução consiste em aumentar o comprimento do bloco de codificação LDPC e/ou o tamanho do entrelaçador.

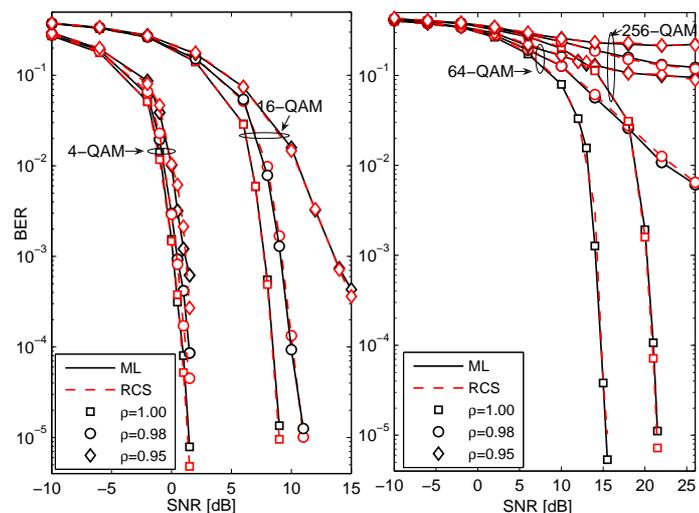


Fig. 3. Degradação de desempenho para ML e RCS-ML com LDPC curto para sistemas MIMO 4×4 com diferentes ordens de modulação quando $\rho = 1, 0.98, \text{ e } 0.95$.

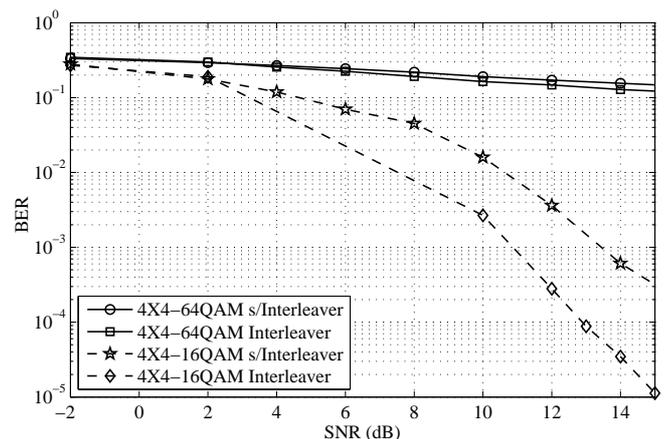


Fig. 4. Desempenho para sistemas MIMO 4×4 com $\rho = 0,95$, decodificador RCS-ML, entrelaçador e codificação LDPC curta: modulações 16-QAM e 64-QAM.

B. Tamanho do Codificador LDPC e Uso do Embaralhador

A Fig. 5 descreve o comportamento para o caso de codificação interna curta LDPC(204, 102) e longa LDPC(64800, 32400) em sistemas QO-STBC MIMO com

$n_T = 4 \times n_R = 4$ antenas, empregando o decodificador RCS-ML e admitindo-se estimativas perfeitas para os coeficientes de canal, com e sem utilização de embaralhador aleatório. As mesmas degradações de desempenho foram observadas para o decodificador ML convencional (não apresentadas).

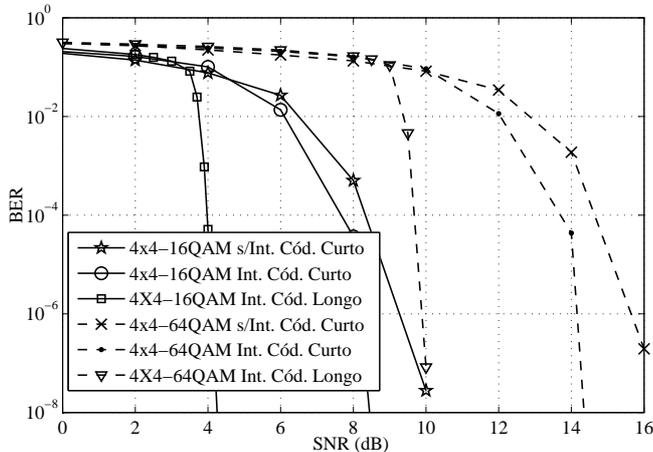


Fig. 5. Comparação de desempenho do decodificador RCS-ML para o sistema QO-STBC MIMO com LDPC(204,102) curto e LDPC(64800,32400) longo para $n_T = 4 \times n_R = 4$ antenas com *interleaver* e sem *interleaver* e $\rho = 1$.

V. ANÁLISE DE COMPLEXIDADE PARA O DECODIFICADOR RCS-ML

Visando avaliar a complexidade do algoritmo proposto, considerou-se a execução de multiplicações e somas reais. Analisando a eq. (9) e a eq. (10) e considerando cada multiplicação complexa como quatro multiplicações reais e cada soma complexa como duas somas reais, tem-se 90 multiplicações reais e 27 somas reais para cada f_{14} or f_{23} avaliado. Uma vez que o algoritmo RCS-ML necessita somente de 2^m avaliações ML para o passo 1 e 2^m para o passo 2, então o número de avaliações ML completas é de somente 2^{m+1} para obter a decodificação QO-STBC de máxima verossimilhança. A tabela II compara a complexidade do decodificador RCS-ML QO-STBC com aquela necessária ao decodificador ML convencional. Essas complexidades, em termos de somas e multiplicações reais, podem ser analisadas através do fator percentual de redução de complexidade, expresso como:

$$CR = \frac{C_{RCS}}{C_{ML}} \times 100 \quad [\%].$$

Para qualquer ordem de modulação quadrada e número de antenas de recepção, essa redução de complexidade é dada por:

$$CR = 2^{1-m} \times 100 \quad [\%].$$

TABELA II

NÚMERO DE MULTIPLICAÇÕES/SOMAS POR ANTENA DE RECEPÇÃO E PAR DE SÍMBOLO, $n_T = 4 \times n_R = 1$.

Decoder	16-QAM	64-QAM	256-QAM
RCS	2880/864	11520/3456	46080/13824
ML	23040/6912	368640/110592	5898240/1769472
CR_{RCS}	12.5%	3.125%	0.781%

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho realizou uma extensão no esquema de decodificação ML baseada em busca por agrupamento, com complexidade reduzida, desempenho similar ao obtido através da decodificação ML convencional e adequado para sistemas MIMO com códigos QO-STBC, índice de modulação de alta ordem e um número qualquer de antenas de recepção.

Resultados numéricos para o decodificador RCS-ML indicaram ausência de degradação de desempenho em todos os casos analisados em relação ao ML convencional. Devido ao processo de busca reduzido baseado em *clusters*, o RCS-ML atinge o desempenho ML com uma crescente redução de complexidade computacional quando a ordem de modulação cresce, sendo 12.5% de complexidade do decodificador ML para 16-QAM, e $< 1\%$ para 256-QAM.

Analisou-se o problema da sensibilidade do sistema aos erros nas estimativas dos coeficiente de canal, os quais causam perda da ortogonalidade no processo de decodificação dos pares de símbolos QO-STBC. Como resultado, o desempenho do sistema apresentou melhoria significativa quando utilizou-se a codificação LDPC longa e o entrelaçamento aleatório, tornando o sistema praticamente robusto a erros de estimativas de canal na faixa $0,90 \leq \rho < 1$ para modulações QAM da ordem de $M \leq 16$.

REFERÊNCIAS

- [1] I. Suzuki, T. Abrão, F. Ciríaco, B. A. Angélico, P. J. E. Jeszensky, and F. Casadevall, "Reduced cluster search ml decoding for qo-stbc systems," *The First Intern. Confer. on Advances in Satellite and Space Communications - SPACOMM 2009*, July 2009.
- [2] E. Biglieri, Y. Hong, and E. Viterbo, "On fast-decodable space-time block codes," in *IEEE International Zurich Seminar on Communications*, March 2008, pp. 116–119.
- [3] C. Jiang, H. Zhang, D. Yuan, and H.-H. Chen, "A low complexity decoding scheme for quasi-orthogonal space-time block coding," in *SAM 2008 - 5th IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, July 2008, pp. 9–12.
- [4] J. Kim and K. Cheun, "An efficient decoding algorithm for qo-stbcs based on iterative interference cancellation," *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 4, pp. 292–294, April 2008.
- [5] S. Sezginer and H. Sari, "Full-rate full-diversity 2×2 space-time codes of reduced decoder complexity," *IEEE Communications Letters*, vol. 11, no. 12, pp. 973–975, December 2007.
- [6] D. Choi, C. Chae, and T. Jung, "Design of new minimum decoding complexity quasi-orthogonal space-time block code for 8 transmit antennas," in *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Dec. 2007, pp. 674–677.
- [7] C. Yuen, Y. L. Guan, and T. T. Tjhung, "Quasi-orthogonal stbc with minimum decoding complexity: further results," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, March 2005, pp. 483–488.
- [8] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005.
- [9] D. Mackay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 2, pp. 399–431, March 1999.
- [10] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 1, pp. 1–4, Jan. 2001.
- [11] G. Lechner, "Efficient decoding techniques for ldpc codes," Master's thesis, Vienna University of Technology, July 2007.
- [12] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.
- [13] D. J. MacKay, "Encyclopedia of sparse graph codes," Available at: <http://www.inference.phy.cam.ac.uk/mackay>, 2003.
- [14] S. Grant and J. Cavers, "Multiuser channel estimation for detection of cochannel signals," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 10, pp. 1845–1855, Oct. 2001.