

Predição de Canal em Sistemas MIMO Multiusuário utilizando o Algoritmo Set-Membership Affine Projection

João P. Leite, Paulo Henrique P. de Carvalho, Robson D. Vieira

Resumo—Sistemas MIMO multiusuário (MU MIMO) têm atraído considerável atenção pois, utilizando técnicas de pré-codificação, são capazes de oferecer os mesmos ganhos de capacidade de sistemas MIMO tradicionais, desde que o transmissor disponha de informação sobre o estado do canal. Entretanto, devido à natureza variante no tempo do canal rádio móvel, a informação sobre o estado do canal pode estar desatualizada, o que conduz à degradação do desempenho do sistema. Este trabalho apresenta um preditor adaptivo de canal para sistemas MU MIMO OFDM baseado no algoritmo *set-membership affine projection* como forma de prover informação atualizada sobre o estado do canal. Um modelo realista de canal e um sistema de transmissão cujas características são similares às encontradas no enlace direto do padrão 3GPP LTE são utilizados para avaliar o desempenho do preditor em duas técnicas clássicas de pré-codificação para o enlace direto de sistemas MIMO multiusuário: *zero-forcing* e *vector perturbation*. O desempenho do preditor proposto é comparado com outros algoritmos adaptativos clássicos, a citar NLMS e RLS.

Palavras-Chave—Canal de broadcast, comunicações MIMO multiusuário, filtragem adaptativa, OFDM, predição de canal.

Abstract—Multiuser MIMO communications have attracted considerable attention in the last years since these systems are able to offer the higher link capacity of MIMO systems as long as channel state information (CSI) is available at the transmitter, so that the spatial properties of the channel can be exploited by precoding. However, the time varying nature of the channel and other transmissions constraints may cause CSI to be outdated, degrading the performance of the system. Considering this scenario, channel prediction can provide up-to-date channel CSI and reduce the performance loss. This paper presents a channel predictor based on the set-membership affine projection filtering as way to compensate the outdated CSI. A realistic standardized channel model and a system whose transmission characteristics are similar to those found on the downlink of the 3GPP LTE standard are used to evaluate the influence of the proposed predictor on two classical precoding schemes of the MIMO broadcast channel of a multiuser scenario, namely zero-forcing and vector perturbation. The performance of the predictor is compared to the well-known adaptive algorithms normalized least mean squares and recursive least squares.

Keywords—Adaptive filters, broadcast channel, channel prediction, MIMO communications, orthogonal frequency division multiplexing.

I. INTRODUÇÃO

A técnica de transmissão OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) e os sistemas que utilizam múltiplas antenas, ou MIMO (*multiple-input multiple-output*), são consideradas técnicas fundamentais para a próxima geração (4G) de sistemas de comunicação sem fio, uma vez que são esperadas elevadas taxas de transmissão até mesmo para usuários de alta mobilidade. Em particular, o OFDM é capaz de mitigar a seletividade do canal rádio móvel por meio da inserção de um prefixo cíclico no símbolo transmitido. A transmissão com múltiplas antenas é capaz de aumentar a capacidade de um sistema sem a necessidade de alocação de largura de banda extra, já que novos graus de liberdade de transmissão e recepção podem ser explorados na dimensão espacial.

Neste contexto, sistemas MIMO multiusuário (MU MIMO, ou *multiuser MIMO*) atraem considerável atenção pois são capazes de oferecer os mesmos ganhos de multiplexação de sistemas MIMO

se o transmissor dispor de informação atualizada sobre o estado do canal (CSI, ou *channel state information*). As dimensões espaciais introduzidas pelas múltiplas antenas podem ser exploradas por meio da pré-codificação, de forma que diversos usuários podem ser espacialmente multiplexados. No caso específico do enlace direto (*downlink* ou canal MIMO *broadcast*), a interferência inter-usuário pode ser completamente eliminada sem qualquer coordenação entre esses usuários [1].

As técnicas de pré-codificação se dividem em dois grandes grupos: o primeiro engloba algoritmos lineares de pré-processamento, como a inversão de canal, e oferece técnicas que se mostram bastante promissoras devido a sua simplicidade de implementação [2]. O segundo grupo, baseado em processamento não linear, reúne técnicas inspiradas no conceito de *Dirty Paper Coding* (DPC) e, diferentemente das técnicas de pré-codificação lineares, são capazes de operar na região de capacidade do canal MIMO *broadcast* [3], mas são computacionalmente mais onerosas. Em ambos os casos, se faz necessária a presença de CSI atualizada no transmissor para que os graus de liberdade possam ser explorados de forma a cancelar a interferência inter-usuário.

A CSI pode ser adquirida de duas formas diferentes pelo transmissor: este pode obtê-la diretamente por meio da estimação do canal do enlace reverso, desde que os enlaces direto e reverso sejam recíprocos, ou o receptor pode utilizar um canal de retorno (*feedback*) para enviar ao transmissor as informações de estado do canal. A adoção de uma ou outra técnica depende do tipo de duplexação utilizado pelo sistema. Em ambos os casos, devido ao atraso introduzido pelo canal de retorno, ou à natureza variante do canal no tempo, ou até mesmo por atrasos gerados pelos próprios algoritmos de processamento (como estimação e decodificação de canal, ou escalonamento de recursos), as informações de estado de canal podem estar desatualizadas, o que pode comprometer o desempenho do sistema. Assim, para que os ganhos oferecidos pelas técnicas de pré-codificação em sistemas MU MIMO possam ser explorados plenamente, a resposta do canal tem de ser estimada com antecedência [4], e filtros preditores podem ser utilizados para tal propósito.

Os algoritmos *set-membership* são atrativos por apresentarem boa velocidade de convergência e reduzida taxa de atualização de seus coeficientes devido à sua natureza seletiva, além de baixo desajuste após a convergência, uma vez que novos dados serão utilizados apenas se isto implicar em inovação dos coeficientes. Diferentemente de outros preditores de canal propostos na literatura [5], [6], filtros baseados em *set-membership* não dependem do conhecimento das matrizes de correlação do canal ou uma escolha rígida para o passo de adaptação e podem apresentar desempenho superior aos algoritmos clássicos, como o *normalized least mean squares* (NLMS) e o *recursive least squares* (RLS) [7].

Este trabalho apresenta um esquema de predição de canal para sistemas MU MIMO OFDM utilizando o algoritmo adaptativo *set-membership affine projection* (SM-AP) como uma forma de compensar a CSI desatualizada devido à variação temporal do canal de comunicação. É do conhecimento dos autores que, apesar de as técnicas de pré-codificação e filtragem adaptativa já terem sido

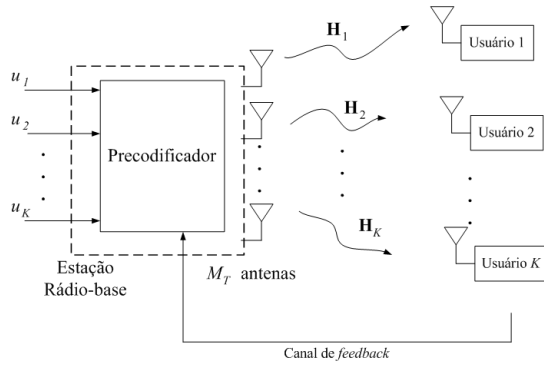


Fig. 1: Canal MIMO broadcast.

exploradas na literatura (e, em particular, a utilização do algoritmo SM-AP como preditor de canal [7]), o efeito de CSI desatualizada sobre o desempenho de pré-codificadores, e o efeito de preditores de canal sobre estas mesmas técnicas de pré-codificação ainda não foram estudados. Para realizar tal estudo, este artigo utiliza um modelo realista de canal de propagação, padronizado pelo 3GPP (*Third Generation Partnership Project*), e considera o efeito do atraso no canal de retorno para analisar o desempenho de dois esquemas de pré-codificação: *zero-forcing* (ZF) [8] e *vector perturbation* (VP) [9]. Por meio de simulações de um sistema cujas características de transmissão são similares ao 3GPP LTE (*Long Term Evolution*), é também verificado o efeito da presença de preditores de canal como forma de prover CSI atualizada, e são realizadas comparações entre o desempenho do preditor proposto com o desempenho dos algoritmos clássicos NLMS e RLS.

O artigo está organizado da seguinte forma: na Seção II é apresentado o modelo matemático do sistema transmissor. A Seção III descreve o esquema de predição proposto para o cenário MU MIMO utilizando a filtragem *set-membership*. Na Seção IV são apresentados os resultados de simulação do desempenho do preditor de canal. As conclusões do trabalho se encontram na Seção V.

Notação. A seguinte convenção foi adotada: $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^*$ indicam as matrizes (ou vetores) transposta, hermitiana transposta e conjugada, respectivamente. O símbolo $(\cdot)^\dagger$ refere-se a pseudo-inversa de Moore-Penrose, e $\|\cdot\|$ indica a norma $\|\mathbf{v}\|^2 = \mathbf{v}^H \mathbf{v}$.

II. MODELO DO SISTEMA

Será considerado o enlace direto de um sistema MU MIMO com N_{DFT} subportadoras. Há uma estação rádio-base com M_T antenas que transmite diferentes símbolos em cada uma das subportadoras para K usuários, cada um com uma antena de recepção, e $K \leq M_T$. Existe também um canal de retorno que permite aos usuários reportar informação sobre o estado do canal para a estação rádio-base, de forma que esta possa realizar a pré-codificação sobre os símbolos de informação. Exceto pelo atraso introduzido pelo canal de retorno, este é ideal e analógico (a informação não é quantizada). Um diagrama de blocos com os principais elementos do sistema é mostrado na Fig. 1.

Seja $u_k(n, \mathcal{P})$ o símbolo modulado a ser transmitido para o k -ésimo usuário na \mathcal{P} -ésima subportadora do n -ésimo símbolo OFDM. $H_{1,I}^k(n, \mathcal{P})$ será utilizado para representar a resposta do canal (na \mathcal{P} -ésima subportadora do n -ésimo símbolo OFDM) entre o k -ésimo usuário e a I -ésima antena de transmissão da estação rádio-base, com $I = 1, \dots, M_T$. A pré-codificação é realizada sobre símbolo modulado, originando o símbolo pré-codificado $x_k(n, \mathcal{P})$. O sinal recebido pelo k -ésimo usuário na \mathcal{P} -ésima subportadora do n -ésimo símbolo OFDM pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} r_k(n, \mathcal{P}) &= \mathbf{H}_k(n, \mathcal{P}) \mathbf{W}_k(n, \mathcal{P}) u_k(n, \mathcal{P}) + \\ &\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \mathbf{H}_k(n, \mathcal{P}) \mathbf{W}_i(n, \mathcal{P}) u_i(n, \mathcal{P}) + z_k(n, \mathcal{P}) \\ &= \mathbf{H}(n, \mathcal{P}) \mathbf{W}(n, \mathcal{P}) \mathbf{u}(n, \mathcal{P}) + z_k(n, \mathcal{P}) \\ &= \mathbf{H}(n, \mathcal{P}) \mathbf{x}(n, \mathcal{P}) + z_k(n, \mathcal{P}), \end{aligned} \quad (1)$$

para $k = 1, \dots, K$ e $\mathcal{P} = 1, \dots, N_{DFT}$. Em (1), $z_k(n, \mathcal{P})$ representa o ruído branco aditivo gaussiano de média nula e variância σ_z^2 ; $\mathbf{H}_k(n, \mathcal{P}) = [H_{1,1}^k(n, \mathcal{P}) \dots H_{1,M_T}^k(n, \mathcal{P})]$ é a matriz do canal entre a estação rádio-base e o k -ésimo usuário, a matriz $\mathbf{H}(n, \mathcal{P}) = [\mathbf{H}_1^T(n, \mathcal{P}) \dots \mathbf{H}_K^T(n, \mathcal{P})]^T$ é a matriz combinada de canal, $\mathbf{W}(n, \mathcal{P}) = [\mathbf{W}_1(n, \mathcal{P}) \dots \mathbf{W}_K(n, \mathcal{P})]$ é a matriz de pré-codificação, $\mathbf{u}(n, \mathcal{P}) = [u_1(n, \mathcal{P}) \dots u_K(n, \mathcal{P})]^T$ é o vetor de símbolos de informação e $\mathbf{x}(n, \mathcal{P}) = \mathbf{W}(n, \mathcal{P}) \mathbf{u}(n, \mathcal{P})$ é o vetor de símbolos pré-codificados que será transmitido pelas M_T antenas da estação rádio-base (o i -ésimo símbolo será transmitido pela i -ésima antena). Nessa formulação, o processo de pré-codificação é realizado subportadora a subportadora, pois cada subportadora define um canal não seletivo em frequência. Supõe-se ainda que a resposta do canal pode variar consideravelmente entre diferentes símbolos OFDM, mas não dentro de um mesmo símbolo. Além disso, é considerada a inserção de um prefixo cíclico em cada símbolo OFDM de forma a eliminar a interferência inter-simbólica.

Na pré-codificação *zero-forcing*, a função de pré-codificação é dada pela matriz pseudo-inversa de canal [2], [8]. Matematicamente, tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{ZF}(n, \mathcal{P}) &= (\mathbf{H}(n, \mathcal{P}))^\dagger \\ &= \mathbf{H}^H(n, \mathcal{P}) (\mathbf{H}(n, \mathcal{P}) \mathbf{H}^H(n, \mathcal{P}))^{-1}. \end{aligned} \quad (2)$$

Na pré-codificação *vector perturbation*, o vetor de símbolos $\mathbf{u}(n, \mathcal{P})$ é perturbado por um vetor de elementos inteiros, isto é [9]

$$\mathbf{x}(n, \mathcal{P}) = \mathbf{W}_{ZF}(n, \mathcal{P}) (\mathbf{u}(n, \mathcal{P}) + \tau \boldsymbol{\ell}), \quad (3)$$

em que τ é um número real positivo e $\boldsymbol{\ell}$ é um vetor complexo cujas partes real e imaginária são números inteiros. O valor ótimo de perturbação é aquele que minimiza a norma $\|\mathbf{x}(n, \mathcal{P})\|^2$. Este é um problema de busca em um reticulado inteiro cuja complexidade cresce exponencialmente com M_T [9].

III. METODOLOGIA DE PREDIÇÃO

Como mostram (2) e (3), é necessário que o transmissor disponha de informação atualizada sobre o estado do canal para que o processo de pré-codificação possa ser realizado e, com isso, a interferência entre os sinais transmitidos para os diversos usuários seja eliminada. Entretanto, a CSI no transmissor pode estar desatualizada por conta da natureza variante do canal sem fio, acarretando degradação no desempenho do sistema. Neste contexto, a predição de canal pode ser utilizada para prover a informação atualizada que é necessária.

Na metodologia proposta nesta seção, algumas observações devem ser feitas. Em primeiro lugar, a predição do canal MIMO será realizada separadamente para cada coeficiente de canal, isto é, a predição dos coeficientes de $\mathbf{H}_k(n, \mathcal{P})$ será decomposta em M_T preditores paralelos [10]. Apesar de ser um esquema sub-ótimo, pois deixa de explorar a correlação que pode existir entre as informações presentes nas múltiplas antenas, ele reduz consideravelmente a complexidade computacional exigida por esquemas que exploram a correlação entre as antenas de transmissão [10].

Em segundo lugar, mesmo realizando a predição separadamente para cada uma das M_T antenas de transmissão, ainda é necessário predizer a resposta do canal para cada subportadora. Utilizar preditores individuais para cada subportadora é inviável sob o ponto de vista prático para um número muito grande de subportadoras [6]. Entretanto, este problema pode ser contornado realizando a predição de canal no domínio do tempo [5]. Os coeficientes de canal $H_{1,I}^k(n, \mathcal{P})$ estão relacionados à resposta impulsional do canal $h_{1,I}^k(n, l)$ por meio de uma transformada discreta de Fourier de N_{DFT} pontos:

$$H_{1,I}^k(n, \mathcal{P}) = \sum_{l=0}^L h_{1,I}^k(n, l) e^{-j2\pi l / N_{DFT}}, \quad (4)$$

em que a variável l foi utilizada para indexar os múltiplos percursos da resposta impulsional do canal, com $0 \leq l \leq L$. Sob a hipótese de que a resposta impulsional do canal pode ser caracterizada por um processo estacionário no sentido amplo com espalhadores não correlatados (WSSUS - *wide sense stationary uncorrelated scattering*), a predição de canal pode ser realizada decompondo sua resposta impulsional em $L + 1$ preditores SISO (*single-input, single-output*) paralelos [5]. Considerando que a obtenção de coeficientes ótimos \mathbf{w}_l (no sentido de minimizar o erro quadrático médio) para o filtro preditor requer o conhecimento *a priori* sobre as estatísticas do comportamento do canal, e que a variação temporal da resposta do canal em ambientes não estacionários impossibilita o conhecimento antecipado de matrizes de autocorrelação e correlações cruzadas, faz-se necessário o uso de um preditor adaptativo, que procura aproximar-se do valor desejado de resposta e rastrear o comportamento do canal. Considerando que $y_{1,I}^k(n, l)$ é a resposta estimada para $h_{1,I}^k(n, l)$, pode-se escrever que o coeficiente predito \hat{h} pode ser expresso como:

$$\hat{h}(n+p, l) = \mathbf{w}_l^H(n) \mathbf{y}(n, l), \quad l = 0, \dots, L. \quad (5)$$

A partir da Eq. (5), serão omitidos os subíndices $(\cdot)_{1,I}$ e os sobrescritos $(\cdot)^k$ para evitar uma notação intrincada, uma vez que a predição será realizada para cada um dos coeficientes da resposta impulsional do canal e para cada um dos usuários, conforme exposto no início da seção. Em (5), $\mathbf{w}_l(n) = [w_{0,l}(n) \dots w_{M-1,l}(n)]^T$ é o vetor que contém os coeficientes do preditor, e o vetor de regressores (a entrada do filtro preditor) é $\mathbf{y}(n, l) = [y(n, l) \dots y(n - M + 1, l)]^T$. O valor de p é denominado horizonte de predição e denota o número de símbolos OFDM para os quais a resposta do canal é predita à frente do instante n , e M é o número de coeficientes do preditor. A resposta predita no domínio da frequência, $\hat{H}(n+p, \mathcal{P})$, pode ser obtida utilizando-se uma DFT, conforme mostra (4).

A. Filtragem Set-Membership

O conceito de filtragem *set-membership* é aplicável à problemas lineares em seus parâmetros [11]. Nesse *framework*, é especificado um limite superior γ para a magnitude do erro de estimação da resposta desejada, $|h(n, l) - \mathbf{w}_l^H(n-p, l)|$. A escolha do limiar γ é um parâmetro de projeto e está relacionado à taxa de atualização dos coeficientes do filtro após a convergência, o erro de estado estacionário, e o nível de ruído presente no sistema. Um limiar muito pequeno implica em um conjunto de soluções vazio. A escolha de um limiar muito grande pode resultar em estimativas inconsistentes. Para uma escolha apropriada do valor de γ , algumas regras práticas são sugeridas na literatura [12].

O *constraint set* é definido como o conjunto que contém todos os vetores \mathbf{w}_l para os quais o erro de estimação é limitado superiormente por um valor γ em um dado instante n [11]:

$$\mathcal{H}(n, l) = \left\{ \mathbf{w}_l \in \mathbb{C}^{M \times 1} : \left| h(n, l) - \mathbf{w}_l^H \mathbf{y}(n-p, l) \right| \leq \gamma \right\}. \quad (6)$$

O *membership set* é definido então como

$$\psi(n, l) = \bigcap_{i=1}^n \mathcal{H}(i, l). \quad (7)$$

B. Set-Membership Affine Projection (SM-AP)

O conjunto definido em (7) sugere que a informação de vários *constraint sets* pode ser utilizada para atualizar os coeficientes do filtro preditor. Será considerado o caso em que a atualização dos coeficientes pertença ao conjunto formado pelos últimos Q *constraint sets*. Pode-se reescrever (7) como

$$\begin{aligned} \psi(n, l) &= \bigcap_{i=1}^{n-Q} \mathcal{H}(i, l) \bigcap_{j=n-Q+1}^n \mathcal{H}(j, l) \\ &= \psi^{n-Q}(n, l) \cap \psi^Q(n, l). \end{aligned} \quad (8)$$

Para o caso em que $\mathbf{w}_l(n) \notin \psi^Q(n, l)$, será considerado o seguinte problema de otimização para determinar a atualização dos coeficientes do filtro preditor:

$$\begin{aligned} \min & \|\mathbf{w}_l(n+1) - \mathbf{w}_l(n)\|^2 \\ \text{sujeito a} & \mathbf{y}_{n,l}^Q - \mathbf{Y}^T(n-p, l) \mathbf{w}_l^*(n+1) = \bar{\gamma}_l(n), \end{aligned} \quad (9)$$

em que

$$\mathbf{y}_{n,l}^Q = [y(n, l) \ y(n-1, l) \ \dots \ y(n-Q+1, l)]^T, \quad (10)$$

$$\mathbf{Y}(n-p, l) = [\mathbf{y}(n-p, l) \ \dots \ \mathbf{y}(n-p-Q+1, l)], \quad (11)$$

$$\bar{\gamma}_l(n, l) = [\gamma_1(n, l) \ \gamma_2(n, l) \ \dots \ \gamma_Q(n, l)]^T. \quad (12)$$

O termo definido em (10) especifica as saídas desejadas nos últimos Q instantes, e (12) especifica um ponto que pertence ao conjunto $\psi^Q(n, l)$. O erro *a posteriori* na iteração $n-i$, $i = 2, \dots, Q$ é $e(n-i+1, l) = y(n-i+1, l) - \mathbf{w}_l^H(n-i+1) \mathbf{y}(n-p-i+1, l)$. A diferença $e(n, l) = y(n, l) - \mathbf{w}_l^H(n) \mathbf{y}(n-p, l)$ consiste em uma aproximação para o erro de predição no instante n , uma vez que a verdadeira resposta do canal $h(n, l)$ não é conhecida, apenas sua estimativa $y(n, l)$. Entretanto, $y(n, l) \simeq h(n, l)$ para estimações de canal realizadas em um regime de relação sinal-ruído elevada [5], de forma que o erro introduzido não é significativo.

A solução do problema de minimização em (9) pode ser obtida por meio dos multiplicadores de Lagrange, e depende da escolha dos pontos $\bar{\gamma}_l(n, l)$. Escolhendo-os de tal forma que a distância euclidiana $\|\mathbf{w}_l(n+1) - \mathbf{w}_l(n)\|^2$ seja minimizada, enquanto o erro *a posteriori* é mantido constante nas iterações $n-i$, $i = 2, \dots, Q$, tem-se a solução [11]

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_l(n+1) &= \mathbf{w}_l(n) + \mathbf{Y}(n, l) \left(\mathbf{Y}^H(n, l) \mathbf{Y}(n, l) \right)^{-1} \\ &\quad \times \alpha(n, l) e^*(n, l) \mathbf{1}, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\alpha(n, l) = \begin{cases} 1 - \frac{\gamma}{|e(n, l)|}, & \text{se } |e(n, l)| > \gamma \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (14)$$

$$\mathbf{1} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T. \quad (15)$$

Os valores iniciais dos coeficientes são escolhidos como

$$\mathbf{w}_l(n) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T, \quad n = 0, \dots, p-1, \quad (16)$$

de forma que $\hat{h}(n+p, l) = y(n, l)$ para $n = 0, \dots, p-1$.

TABELA I: Parâmetros do modelo SCME.

Parameters	Value
Frequência central da portadora	2 GHz
Velocidade do móvel	5 m/s, 30 m/s
Número de antenas na estação rádio-base	4
Número de antenas na estação móvel	1
Cenário	<i>Urban Micro</i>
Número de múltiplos percursos	19

C. Complexidade Computacional

A complexidade computacional da predição em (5) é de $\mathcal{O}(M_T N_{DFT} \log_2 N_{DFT} + M_T M L)$, independentemente do algoritmo adaptativo utilizado. A partir dos resultados apresentados em [5], é possível inferir que a atualização dos coeficientes do preditor utilizando o algoritmo NLMS é $\mathcal{O}(M_T M L)$, e é de $\mathcal{O}(M_T M^2 L)$ utilizando o RLS. Considerando (13), o algoritmo SM-AP exibe complexidade menor ou igual a $\mathcal{O}(M_T Q^2 M L)$. Como, em geral, $Q \ll M$, o SM-APA apresenta menor complexidade computacional que o algoritmo RLS.

IV. CENÁRIO DE SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para avaliar o desempenho do preditor de canal proposto, são apresentados diversos resultados de simulações. É analisado o comportamento da BER (*bit error rate*, ou taxa de erro de bit) para os diferentes esquemas de pré-codificação em função de E_b/N_o , a razão entre energia média de bit e a densidade espectral de potência unilateral do ruído. O cenário considerado foi o enlace direto do padrão LTE. A seguir, serão apresentadas as características relevantes do padrão, os modelos utilizados e os resultados obtidos.

A. Estrutura de Quadros

Para propósitos de simulação, foi considerada a largura de banda de 10 MHz. Um quadro de transmissão possui duração de 10 ms e contém 10 subquadros, cada um de duração 1 ms. Cada subquadro é dividido em 2 *slots*, cada um transportando 7 símbolos OFDM. O espaçamento entre as subportadoras é de 15 kHz, e o prefixo cíclico possui duração de 4,6 μ s [13]. A estação rádio-base pode possuir uma, duas ou quatro antenas, e quando duas ou mais antenas são utilizadas para transmissão, os símbolos de referência (utilizados para estimação de canal) são posicionados de forma a não interferir uns nos outros. Essa ortogonalidade é obtida garantindo-se que nenhum sinal seja transmitido nas subportadoras que são utilizados por uma determinada antena para a transmissão de símbolos de referência [13].

B. Modelo de Canal

O modelo de canal variante no tempo utilizado para as simulações foi o *Spatial Channel Model Extended (SCME)*, modelo de referência padronizado pelo 3GPP. As respostas impulsivas de canal definidas pelo modelo foram geradas utilizando o conjunto de funções em MATLAB[®] denominado *WINNER's SCME* [14]. Os valores utilizados para os diferentes parâmetros de canal estão especificados na Tabela I.

C. Resultados de Simulação

O número de coeficientes para os preditores foi $M = 10$ para todos os algoritmos. O número de *constraint sets* utilizado no SM-AP foi $Q = 3$, e o limiar γ utilizado na construção dos *constraint sets* foi escolhida como $\gamma = 2\sqrt{\sigma_z^2}$ [12]. O algoritmo RLS utilizou fator de esquecimento $\lambda = 0,99$ e o passo de adaptação do algoritmo NLMS foi $\mu = 0,5$. A resposta estimada para o canal foi obtida

utilizando um estimador MMSE. A partir da resposta estimada, é realizado o processo de predição da resposta de canal. O resultado do algoritmo de predição é então enviado ao transmissor por meio de um canal de retorno analógico. O transmissor utilizará então esta informação para realizar a pré-codificação para o novo conjunto de símbolos. Para fins de comparação foram considerados dois cenários diferentes: usuários de baixa mobilidade (5 m/s) e de alta mobilidade (30 m/s). O horizonte de predição escolhido foi de $p = 14$ símbolos OFDM, que corresponde ao intervalo tempo de transmissão do 3GPP LTE, igual a 1 ms.

A Fig. 2(a) e a Fig. 2(b) mostram o comportamento dos esquemas de pré-codificação ZF e VP utilizando as modulações QPSK e 16QAM nas situações em que CSI perfeita e CSI desatualizada estão presentes no transmissor. Para o caso de CSI desatualizada, os gráficos mostram o desempenho das técnicas quando há um atraso de 1 ms entre a informação de canal que é utilizada para realizar a pré-codificação e a resposta atual do canal. Como é possível observar, a predição de canal poderia ser dispensada em situações de baixa mobilidade ao se utilizar a modulação QPSK em regiões de baixa relação sinal-ruído (abaixo de 15 dB). Apesar da modulação QPSK ser mais robusta à CSI desatualizada para ambos os esquemas de pré-codificação, sua eficiência espectral é baixa. Na região de razão sinal-ruído mais elevada, torna-se mais evidente a influência da CSI desatualizada sobre o desempenho dos pré-codificadores, mesmo em cenários de baixa mobilidade. Em cenários de alta mobilidade, o desempenho é ainda mais comprometido devido ao tempo de coerência do canal. Conforme a teoria exposta em [15], o tempo de coerência do canal pode ser estimado em 2,2 ms (28 símbolos OFDM) para um usuário com velocidade de 5 m/s, e em 0,32 ms (4 símbolos OFDM) para usuários de velocidade 30 m/s. Claramente, quanto maior a velocidade, mais rapidamente a CSI se torna desatualizada, implicando em uma saturação da taxa de erro de bit em um valor da ordem de 10^{-1} para ambas as técnicas de pré-codificação e modulação.

As Fig. 2(c) – (f) mostram o desempenho das técnicas de pré-codificação ZF e VP quando a predição de canal é utilizada. Apesar de ser mostrado somente o desempenho da modulação 16 QAM, resultados similares são observados para a modulação QPSK. É comprovado que a predição de canal é capaz de compensar grande parte da degradação no desempenho devido à CSI desatualizada. Para valores de $\frac{E_b}{N_o}$ abaixo de 10 dB, o desempenho dos diferentes algoritmos de predição não varia muito pois todos estão limitados pela qualidade da estimação da resposta do canal.

Enquanto que os algoritmos de predição apresentam desempenho semelhante no cenário de baixa mobilidade, as diferenças entre eles passam a ser mais pronunciadas quando a velocidade dos usuários é de 30 m/s. Apesar de sua simplicidade, o algoritmo NLMS apresentou o pior desempenho, e sua utilização para usuários de alta mobilidade é impraticável. O algoritmo não é capaz de prover a CSI atualizada, o que reflete a saturação no valor de taxa de erro de bit. Os algoritmos RLS e SM-AP apresentaram desempenho semelhante no ambiente de baixa mobilidade (apesar do SM-AP exibir menor degradação). Claramente, o desempenho do SM-AP é superior ao do RLS em cenários de alta mobilidade. Comparado com a situação em que CSI perfeita está disponível no transmissor, há uma perda de aproximadamente 2 dB no valor de relação sinal-ruído. Além disso, a escolha $Q = 3$ e a natureza seletiva das atualizações fazem com que os custos computacionais do algoritmo SM-AP sejam inferiores aos apresentados pelo algoritmo RLS.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi apresentado um preditor adaptativo de canal baseado no algoritmo *set-membership affine projection* para sistemas

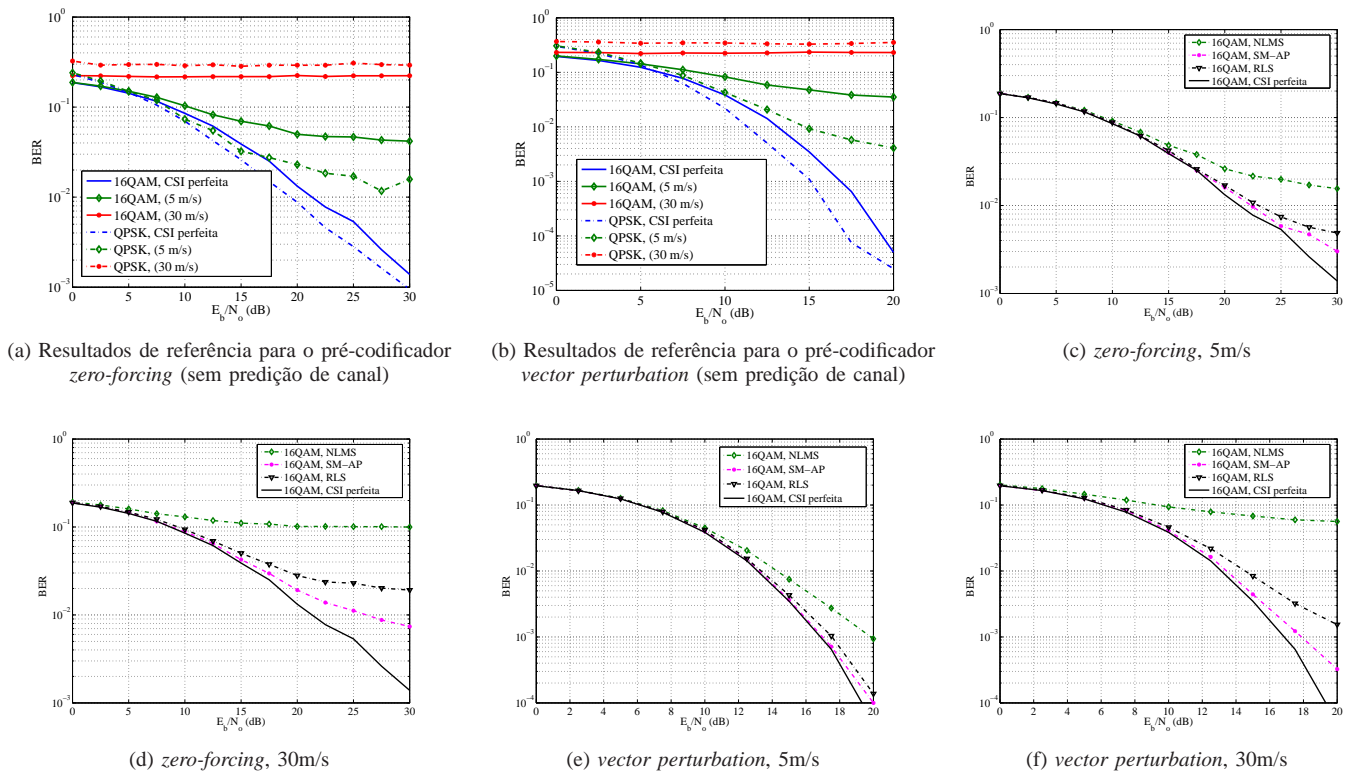


Fig. 2: Resultados de simulação para de diferentes técnicas de pré-codificação utilizando a modulação 16QAM em cenários de baixa e alta mobilidade. É mostrado o desempenho dos preditores de canal baseados nos algoritmos NLMS, RLS e SM-AP.

de comunicação multiusuário MIMO OFDM, e o desempenho do esquema de predição proposto foi comparado com os preditores que utilizam os algoritmos NLMS e RLS. Simulações em nível de enlace foram realizadas para verificar o impacto dos preditores de canal na taxa de erro de bit de dois esquemas de pré-codificação para o enlace direto de sistemas MU MIMO: *zero-forcing* e *vector perturbation*. Para tal, foi considerado um cenário com estrutura de quadros similar à encontrada no padrão 3GPP LTE, e um modelo padronizado de canal, o SCME. Mostrou-se que, mesmo para ambientes de baixa mobilidade, o desempenho dos pré-codificadores foi severamente comprometido ao utilizar informação desatualizada sobre o estado do canal para realizar a pré-codificação. O preditor baseado no algoritmo SM-AP, além de apresentar menor complexidade computacional que o preditor baseado no algoritmo adaptativo RLS, foi capaz de compensar o atraso introduzido pelo canal de retorno e apresentou melhor desempenho que os algoritmos NLMS e RLS, especialmente para usuários que possuem alta mobilidade.

REFERÊNCIAS

- [1] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. Lee Swindlehurst, M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, pp. 60–67, Oct. 2004.
- [2] T. Haustein, C. von Helmolt, E. Jorswieck, V. Jungnickel, V. Pohl, "Performance of MIMO systems with channel inversion," *IEEE 55th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 35–39, May 2002.
- [3] S. Vishwanath, N. Jindal, A. Goldsmith, "Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658–2668, October 2003.
- [4] A. Duel-Hallen, "Fading Channel Prediction for Mobile Adaptive Transmission Systems," in *Proc. IEEE*, pp. 2299–2313, Dec. 2007.
- [5] D. Schafhuber, G. Matz, "MMSE and Adaptive Prediction of Time-Varying Channels for OFDM Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 3, pp. 593–602, Mar. 2005.
- [6] A. Duel-Hallen, H. Hallen, Tung-Sheng Yang, "Long Range Prediction and Reduced Feedback for Mobile Radio Adaptive OFDM Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 10, pp. 2723–2733, Oct. 2006.
- [7] J. P. Leite, P. H. P. de Carvalho, and R. D. Vieira, "OFDM channel prediction using set-membership affine projection algorithm in time-varying wireless channel," in *IEEE 10th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications 2009 (SPAWC 09)*, Perugia, Italy, pp. 26–30, June, 2009.
- [8] C. B. Peel, B. M. Hochwald, A. L. Swindlehurst, "A vector perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication Part I: Channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195–202, January 2005.
- [9] C. B. Peel, B. M. Hochwald, A. L. Swindlehurst, "A vector perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication Part II: Perturbation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no.3, pp. 537–544, March 2005.
- [10] T. R. Ramya, S. Bhashyam, "On Using Channel Prediction in Adaptive Beamforming Systems," in *2nd International Conference on Communication Systems Software and Middleware, 2007. COMSWARE 2007*, pp. 1–6, January 2007.
- [11] S. Werner, P. S. R. Diniz, "Set-Membership Affine Projection Algorithm," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 8, no. 8, pp. 231–235, Aug. 2001.
- [12] J. F. Galdino, J. A. Apolinário Jr, M. L. R. de Campos, "A Set-Membership NLMS Algorithm with Time-Varying Error Bound," in *Proc. IEEE Intern. Symposium on Circuits and Systems*, Island of Kos, Greece, pp. 277–280, May, 2006.
- [13] 3GPP, "3GPP TR 36.211 V8.5.0 – Physical Channels and Modulation (Release 8)," Technical report, 3GPP, Dec. 2008.
- [14] J. Salo, G. Del Galdo, J. Salmi, P. Kyoesti, M. Milojevic, D. Laselva, C. Schneider, "MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model (3GPP TR 25.996)," On-line, January 2005. <http://www.tkk.fi/Units/Radio/scm/>.
- [15] B. H Fleury, "An Uncertainty Relation for WSS Processes and Its Application to WSSUS Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 44, n. 12, pp. 1632–1634, December 1996.