

Predição de Canal em Sistemas OFDM Utilizando o Algoritmo *Set-Membership Affine Projection*

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

Resumo—A fim de aproveitar as vantagens oferecidas por esquemas adaptativos de transmissão e sistemas que utilizam múltiplas antenas, é necessário dispor de informação atualizada sobre o estado do canal no transmissor e/ou no receptor. Devido a restrições do sistema, como atraso no canal de retorno, e à natureza variante no tempo do canal rádio móvel, a informação sobre o estado do canal pode estar desatualizada, o que conduz a degradação no desempenho do sistema e perda de capacidade. Técnicas de predição da resposta do canal podem prover informação atualizada sobre o estado do canal e, conseqüentemente, reduzir os impactos negativos causados pela informação desatualizada. Este trabalho apresenta um preditor adaptivo de canal aplicável a sistemas OFDM baseado no conceito de filtragem *set-membership affine projection*. Um modelo realista de canal, padronizado pelo 3GPP (*Third Generation Partnership Project*), é utilizado para avaliar o desempenho do preditor proposto e compará-lo com outros algoritmos adaptativos clássicos, a citar NLMS e RLS. É também mostrado o desempenho do preditor sob o ponto de vista da taxa de erro de bit em um cenário sob as especificações do *downlink* do padrão 3GPP *Long Term Evolution* (LTE).

Palavras-Chave—Canais variantes no tempo, filtros adaptativos, LTE, OFDM, predição de canal.

Abstract—In order to take advantage of adaptive transmission techniques or multiple antennas, it is necessary to have actual channel state information (CSI) at transmitter and/or receiver. Due to system constraints and the time varying nature of the mobile radio channel, the CSI might be outdated, leading to performance degradation of the system. Channel prediction can provide up-to-date channel state information and reduce capacity loss. This paper presents a channel predictor based on the *set-membership affine projection* filtering involving an OFDM system. Realistic physical channel model used for standardization is considered to evaluate the performance of the predictor and compare it to well-known adaptive algorithms NLMS and RLS. Simulation results also show the bit-error rate performance of the proposed predictor under the specifications of 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) *Long Term Evolution* (LTE).

Keywords—Adaptive filters, channel prediction, LTE, OFDM, time-varying channels.

I. INTRODUÇÃO

A técnica de transmissão OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*), juntamente com sistemas que utilizam múltiplas antenas, é considerada elemento essencial para a próxima geração (4G) de sistemas de comunicação sem fio [1], uma vez que são esperadas elevadas taxas de transmissão até mesmo para usuários de alta mobilidade. A transmissão utilizando OFDM fornece uma solução para combater a

seletividade do canal rádio móvel diminuindo a influência do espalhamento temporal do canal, causada pela propagação por múltiplos percursos, eliminando a interferência intersimbólica por meio da inserção de um prefixo cíclico no símbolo transmitido. Tecnologias que exploram MIMO (*multiple-input, multiple-output*) são capazes de aumentar a capacidade de um sistema sem a necessidade de alocação extra de largura de banda, já que novos graus de liberdade de transmissão e recepção podem ser explorados na dimensão espacial introduzida pelas múltiplas antenas.

Apesar de técnicas como controle de potência, modulação e codificação adaptativa, *beamforming*, seleção de antenas e precodificação para cancelamento de interferência serem capazes de melhorar o desempenho do enlace [2], [3], informações de estado de canal devem estar presentes no transmissor e/ou receptor. Em geral, a presença de CSI no transmissor é preferível pois, por meio da precodificação apenas no lado transmissor, a estrutura do lado receptor pode ser simplificada, de forma a possuir complexidade reduzida [2].

O transmissor pode obter CSI de duas formas diferentes: na duplexação por divisão de frequência (FDD - *frequency division duplexing*), o receptor utiliza um canal de retorno (*feedback*) para enviar ao transmissor as informações de estado do canal. Na duplexação por divisão de tempo (TDD - *time division duplexing*), o transmissor pode obter essas informações diretamente, por meio da estimação do canal de *uplink*, desde que os canais de *uplink* e *downlink* sejam recíprocos. 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), as informações de estado de canal podem estar desatualizadas, e esta desfasagem pode degradar severamente o desempenho do sistema. Assim, para que os ganhos oferecidos pelas técnicas de múltiplas antenas ou modulação adaptativa possam ser explorados plenamente, a resposta do canal tem de ser estimada com antecedência [3], e filtros preditores podem ser utilizados para tal propósito.

Este trabalho apresenta um esquema de predição de canal para sistemas OFDM baseado no conceito de filtragem *set-membership affine projection*. O desempenho do preditor proposto é comparado com os algoritmos NLMS (*normalized least mean square*) e RLS (*recursive least squares*) por meio de simulações em um cenário sob as especificações do *downlink* do padrão 3GPP LTE. Diferentemente de outros preditores propostos na literatura [4], [5], [6], não é necessário o conhecimento das matrizes de correlação do canal ou uma escolha rígida para o passo de adaptação. Além disso, por utilizar o conceito de *set-membership*, o preditor apresenta boa

velocidade de convergência e reduzida taxa de atualização de seus coeficientes devido à sua natureza seletiva. Os resultados mostram ainda que o preditor proposto possui desempenho semelhante (ou superior, em determinados cenários) ao algoritmo RLS, e apresenta ainda menor complexidade computacional.

O artigo está organizado da seguinte forma: na Seção II, é apresentado o modelo matemático para sistemas OFDM. A Seção III descreve o algoritmo proposto para o preditor de canal. Os resultados de simulações são apresentados na Seção IV. As conclusões deste trabalho estão na Seção V.

II. MODELO DO SISTEMA OFDM

Será considerado um sistema OFDM com N subportadoras. Sejam $B_{n,k}$, $X_{n,k}$ e $Z_{n,k}$ respectivamente o símbolo transmitido, o símbolo recebido e o ruído branco aditivo gaussiano de média nula e variância σ_z^2 na k -ésima subportadora do n -ésimo símbolo OFDM. Os símbolos modulados são transmitidos através de um canal com desvanecimento cuja resposta impulsional é $h_{n,l}$, onde o subíndice l representa um determinado múltiplo percurso da resposta ao impulso, com $0 \leq l \leq L$ (como consequência, L representa o máximo espalhamento de atraso do canal com $L+1$ múltiplos percursos). Assume-se que a resposta do canal pode variar consideravelmente entre símbolos OFDM diferentes, mas não dentro do mesmo símbolo. Considera-se ainda que um prefixo cíclico foi inserido em cada símbolo OFDM de forma a eliminar a interferência intersimbólica. Neste caso, o símbolo transmitido e o símbolo recebido em cada subportadora estão relacionados por meio de [4], [5]:

$$X_{n,k} = H_{n,k}B_{n,k} + Z_{n,k}, \quad (1)$$

em que $H_{n,k}$, os coeficientes do canal, são dados por

$$H_{n,k} = \sum_{l=0}^L h_{n,l} e^{-j2\pi kl/N}. \quad (2)$$

III. METODOLOGIA DE PREDIÇÃO

Seja $y_{n,l}$ a resposta estimada para $h_{n,l}$, isto é,

$$y_{n,l} = h_{n,l} + \tilde{z}_{n,l}, \quad (3)$$

em que $\tilde{z}_{n,l}$ representa o erro de estimação na resposta do canal, que é função da razão sinal-ruído na entrada do sistema receptor e do método de estimação escolhido, como, por exemplo, mínimos quadrados (LS - *least squares*) ou mínimo erro quadrático médio (MMSE - *minimum mean square error*) [7], [8].

Como demonstrado em [4], sob a hipótese de que a resposta impulsional do canal pode ser caracterizada por um processo estacionário no sentido amplo com espalhadores não correlacionados (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, expressos por

$$\hat{h}_{n+p,l} = \mathbf{w}_l^H \mathbf{y}_{n,l}, l = 0, \dots, L, \quad (4)$$

em que $\mathbf{w}_l = [w_{0,l} \dots w_{M-1,l}]^T$ é o vetor que contém os M coeficientes do preditor e $\mathbf{y}_{n,l} = [y_{n,l} \dots y_{n-M+1,l}]^T$ é o vetor que representa a entrada do preditor. 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 .

Os coeficientes de canal preditos, $\hat{H}_{n+p,k}$, podem ser obtidos por meio de uma DFT (*Discrete Fourier Transform*) de K pontos:

$$\hat{H}_{n+p,k} = \sum_{l=0}^L \hat{h}_{n+p,l} e^{-j2\pi kl/K}. \quad (5)$$

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, como, por exemplo, sua matriz de autocorrelação. Além disso, supõe-se estacionariedade ao se obter a solução ótima de Wiener. Devido à variação temporal da resposta do canal em ambientes não estacionários e à impossibilidade de se conhecer antecipadamente 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. Neste caso, podemos reescrever (4) como

$$\hat{h}_{n+p,l} = \mathbf{w}_l^H [n] \mathbf{y}_{n,l}, l = 0, \dots, L. \quad (6)$$

A. Filtragem Set-Membership

O conceito de filtragem *set-membership* é aplicável à problemas lineares em seus parâmetros [9]. Nesse *framework* [9], [10], é especificado um limite superior γ para a magnitude do erro de estimação da resposta desejada, $|h_{n,l} - \mathbf{w}_l^H \mathbf{y}_{n-p,l}|$. Uma vez determinado o limiar γ , há várias escolhas para os coeficientes \mathbf{w}_l . O *constraint set* é definido como o conjunto que contém todos os vetores \mathbf{w}_l cujo erro de estimação é limitado superiormente por γ em um dado instante n :

$$\Theta_{n,l} = \{ \mathbf{w}_l \in \mathbb{C}^{M \times 1} : |h_{n,l} - \mathbf{w}_l^H \mathbf{y}_{n-p,l}| \leq \gamma \}. \quad (7)$$

O *membership set* é então definido como

$$\psi_{n,l} = \bigcap_{i=1}^n \Theta_{i,l}. \quad (8)$$

A escolha do limiar é um parâmetro de projeto e está relacionado à taxa de atualização dos coeficientes do filtro após a convergência, o erro de estado estacionário, o desajuste (diferença entre o erro quadrático médio residual devido ao algoritmo adaptativo e o erro quadrático médio mínimo, que é produzido pelo filtro de Wiener) e o nível de ruído presente no sistema. Como pode ser observado em (7), se o limiar escolhido for muito pequeno, o conjunto $\Theta_{n,l}$ pode ser vazio. Se o limiar for muito grande, pode resultar em estimativas inconsistentes. Para uma escolha apropriada do valor de γ , algumas regras práticas são sugeridas na literatura de *set-membership* [10], [11].

B. Algoritmo Set-Membership Affine Projection (SM-APA)

O conjunto definido em (8) sugere que a informação de vários *constraint sets* podem ser utilizados para atualizar os coeficientes $\mathbf{w}_l[n]$ em (6), utilizando o conceito de projeção afim do algoritmo *affine projection* [10]. Será considerado o caso em que a atualização dos coeficientes pertença ao conjunto formado pelos últimos Q *constraint sets*. Pode-se expressar (8) na forma

$$\begin{aligned} \psi_{n,l} &= \bigcap_{i=1}^{n-Q} \Theta_{i,l} \bigcap_{j=n-Q+1}^n \Theta_{j,l} \\ &= \psi_{n,l}^{n-Q} \cap \psi_{n,l}^Q. \end{aligned} \quad (9)$$

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

$$\begin{aligned} \min \|\mathbf{w}_l[n+1] - \mathbf{w}_l[n]\|^2 \\ \text{sujeito a } \mathbf{y}_{n,l}^d - \mathbf{Y}_{n-p,l}^H \mathbf{w}_l[n+1] = \mathbf{g}_l[n], \end{aligned} \quad (10)$$

em que foi definido

$$\mathbf{y}_{n,l}^d = [y_{n,l} \ y_{n-1,l} \ \dots \ y_{n-Q+1,l}] , \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}_{n-p,l} = [\mathbf{y}_{n-p,l} \ \mathbf{y}_{n-p-1,l} \ \dots \ \mathbf{y}_{n-p-Q+1,l}] , \quad (12)$$

$$\mathbf{g}_l[n] = [g_{1,l}[n] \ g_{2,l}[n] \ \dots \ g_{Q,l}[n]] . \quad (13)$$

O termo em (11) especifica as saídas desejadas nos últimos Q instantes, e (13) especifica um ponto no conjunto $\psi_{n,l}^Q$.

A solução de (10) depende da forma de $\mathbf{g}_l[n]$. Tomando-se $g_{i,l}[n]$ em (13) como sendo o erro *a posteriori* definido por meio de $y_{n-i+1,l} - \mathbf{w}_l^H[n] \mathbf{y}_{n-p-i+1,l}$, então (10) consistirá em minimizar a distância euclidiana $\|\mathbf{w}_l[n+1] - \mathbf{w}_l[n]\|^2$ sujeito a restrição de que $\mathbf{w}_l[n+1]$ deve pertencer à interseção dos últimos Q *constraint sets*, enquanto o erro *a posteriori* na iteração $n-i$ é mantido constante para $i = 2, \dots, Q$.

Utilizando o método dos multiplicadores de Lagrange para resolver o problema de minimização em (10) [9], é possível obter as seguintes equações de atualização para os coeficientes do preditor, válidas para $n \geq p$:

$$\mathbf{w}_l[n+1] = \mathbf{w}_l[n] + \mathbf{Y}_{n,l} (\mathbf{Y}_{n,l}^H \mathbf{Y}_{n,l})^{-1} \alpha_{n,l} \epsilon_{n,l}^* \mathbf{u} , \quad (14)$$

$$\epsilon_{n,l} = y_{n,l} - \mathbf{w}_l^H[n] \mathbf{y}_{n-p,l} , \quad (15)$$

$$\alpha_{n,l} = \begin{cases} 1 - \frac{\gamma}{|\epsilon_{n,l}|} , & \text{se } |\epsilon_{n,l}| > \gamma \\ 0 , & \text{caso contrário} \end{cases} , \quad (16)$$

$$\mathbf{u} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T . \quad (17)$$

O filtro de predição é inicializado por meio de

$$\mathbf{w}_l[n] = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T , n = 0, \dots, p-1 . \quad (18)$$

Dessa forma, $\hat{h}_{n+p,l} = y_{n,l}$ para $n = 0, \dots, p-1$.

É importante observar que (15) é uma aproximação para o erro de predição, já que a resposta $h_{n,l}$ não é conhecida. Temos apenas acesso a sua estimativa ruidosa, $y_{n,l}$, conforme definido em (3). Cabe ainda notar que (16) define o tamanho do passo adaptativo para a atualização dos coeficientes do preditor.

C. Complexidade Computacional

A complexidade computacional da predição das expressões (4) e (5) é de $O(K \log_2 K + ML)$ para os algoritmos SM-APA, NLMS e RLS. A diferença entre os algoritmos está no custo de atualização dos coeficientes dos preditores. Em [4], a complexidade computacional para a atualização dos coeficientes dos algoritmos NLMS e RLS é $O(ML)$ e $O(M^2L)$, respectivamente. Considerando (14)-(15), a complexidade do SM-APA é de $O(Q^2ML)$. Em geral, como $Q \ll M$, o SM-APA apresenta menor complexidade computacional que o RLS.

IV. RESULTADOS

Para avaliar o desempenho do preditor de canal proposto, são apresentados diversos resultados de simulações. O cenário considerado foi o *downlink* do padrão 3GPP LTE. A seguir serão apresentadas as características relevantes do padrão, os modelos utilizados e os resultados obtidos.

A. Estrutura de Frame no Downlink do LTE

O *frame* do *downlink* do 3GPP LTE possui dimensões no tempo e na frequência. No domínio do tempo, ele possui duração de 10 ms e está dividido em 10 *subframes* de 1 ms cada. Cada *subframe* é dividido em 2 *slots*, cada um com 7 símbolos OFDM, conforme mostra a Fig. 1(a). Para propósitos de simulação, foi considerada a largura de banda de 10 MHz. Neste caso, existe um total de 600 subportadoras OFDM no domínio da frequência. O espaçamento entre as subportadoras é de 15 kHz, e o prefixo cíclico possui duração de 4,6 μ s [12].

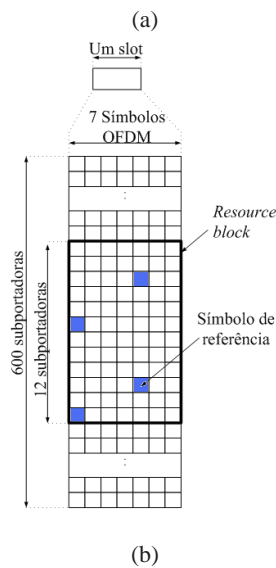
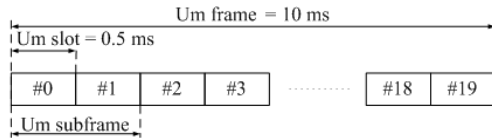
Um *resource block* é a menor unidade de alocação de recursos definida no padrão LTE. Ele é definido como um *slot* no domínio temporal e 12 subportadoras no domínio da frequência. A alocação de símbolos pilotos em um *resource block*, utilizados para a estimação de canal, está mostrada na Fig. 1(b) [12], [13].

B. Modelo de Canal Variante no Tempo

O modelo de canal variante no tempo utilizado para as simulações é denominado *Spatial Channel Model Extended (SCME)* [14], modelo de referência padronizado pelo 3GPP. Para gerar as respostas impulsivas de canal definidas em [14], foi utilizado o conjunto de funções em MATLAB® denominado *WINNER's SCME* [15]. Os valores utilizados para os diferentes parâmetros do canal estão especificados na Tabela I e foram utilizados em todas as simulações, a menos que seja indicado o contrário.

TABELA I: Especificação dos valores de parâmetros para o modelo de canal WINNER's SCME.

Parâmetros	Valores
Frequência central da portadora	2 GHz
Velocidade do móvel	30 m/s
Número de antenas na estação rádio-base	1
Número de antenas na estação móvel	1
Cenário	Urban Micro
Número de múltiplos percursos	19
Tempo de coerência do canal	0,323 ms

Fig. 1: Características do *downlink* no padrão 3GPP LTE. Em (a), é mostrada a estrutura do *frame*, e em (b) temos a definição de *resource block* e a posição dos símbolos pilotos utilizados para a estimação de canal.

C. Resultados de Simulação

A resposta estimada para o canal foi obtida utilizando um estimador LS no domínio do tempo, conforme descrito em [7]. A razão sinal-ruído foi fixada em 20 dB e a constante γ utilizada na construção dos *constraint sets* do SM-APA foi escolhida como $\gamma = 2\sqrt{\sigma_z^2}$, conforme sugerido em [9], [11]. As curvas de aprendizagem mostradas foram obtidas pela média de 1000 experimentos, cada um consistindo de 5 *frames* LTE (700 símbolos OFDM por experimento).

O primeiro resultado diz respeito à taxa de atualização dos coeficientes do preditor. Enquanto que os preditores baseados nos algoritmos NLMS e RLS exibiram taxa de atualização de 100%, o preditor proposto SM-APA exibiu taxa de atualização de aproximadamente 80%, considerando o total de experimentos. Este dado representa a natureza seletiva das atualizações dos coeficientes, conforme expresso em (16), e pode ser traduzido em menor custo computacional

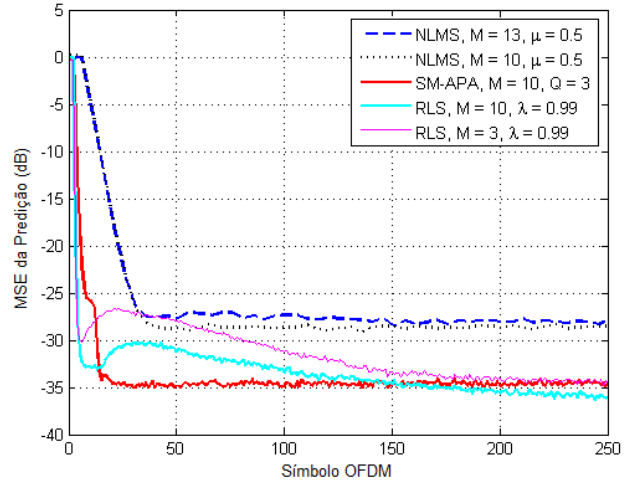


Fig. 2: Convergência dos preditores adaptativos para um horizonte de predição de 1 símbolo OFDM.

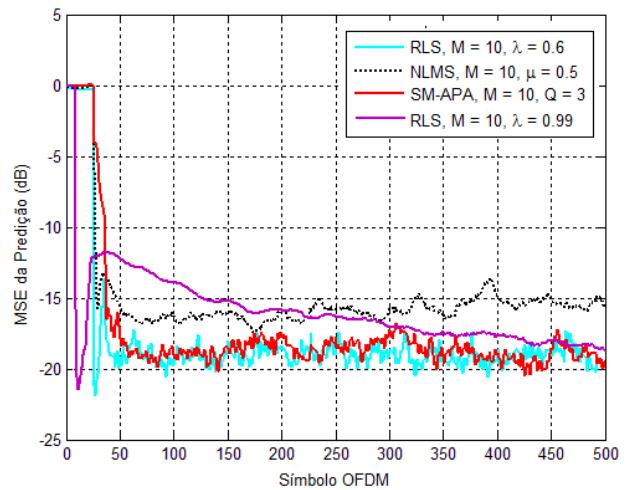


Fig. 3: Convergência dos preditores adaptativos para um horizonte de predição de 28 símbolos OFDM.

para o sistema receptor, uma vez que (14) não precisará necessariamente ser recalculado a cada nova estimativa do canal.

Para a apresentação dos próximos resultados, a menos que seja indicado o contrário, o número de coeficientes para os preditores foi $M = 10$ para todos os algoritmos. O número de *constraint sets* utilizado no SM-APA foi $Q = 3$, o algoritmo RLS utilizou fator de esquecimento $\lambda = 0,99$ e o passo de adaptação do algoritmo NLMS foi $\mu = 0,5$. A Fig. 2 mostra as curvas de aprendizagem dos preditores para um horizonte de predição p de um símbolo OFDM. A menos que seja indicado o contrário, Para permitir uma comparação justa entre os algoritmos, também é mostrado o desempenho do algoritmo RLS para a escolha $M = 3$ coeficientes. Essa escolha resulta em uma complexidade computacional da mesma ordem de grandeza que o SM-APA com $Q = 3$. Também é mostrado o desempenho do algoritmo NLMS para $M = 13$, já que essa escolha exige os mesmos custos de memória para o SM-APA com as características supracitadas. O NLMS apresentou

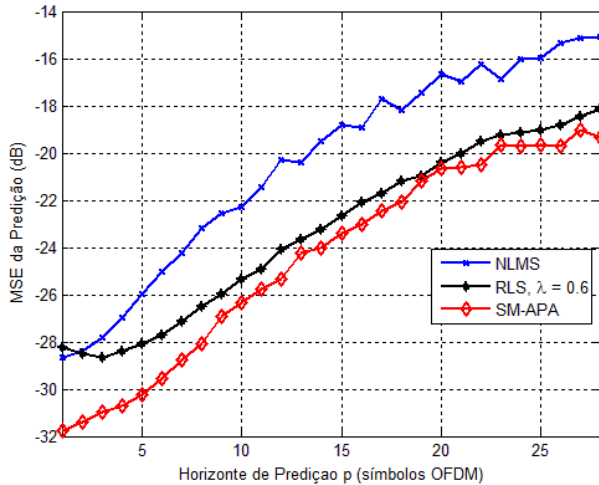


Fig. 4: MSE de predição versus horizonte de predição.

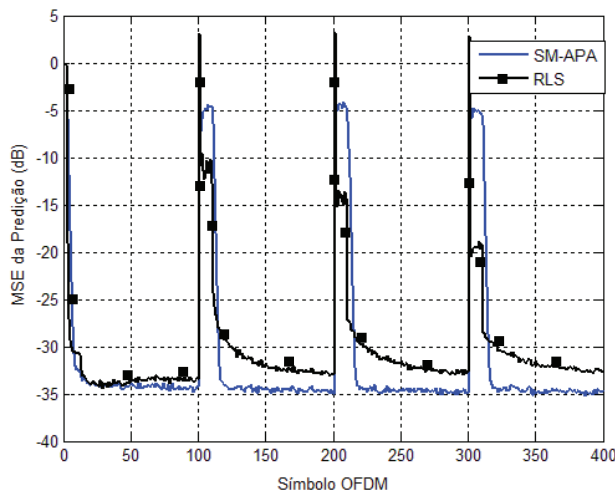


Fig. 5: Capacidade de rastreamento dos preditores SM-APA e RLS em um ambiente não estacionário. As características do canal mudam a cada 100 símbolos OFDM.

a menor velocidade de convergência (50 símbolos OFDM) e o maior erro quadrático médio (MSE - *mean square error*) de predição, aproximadamente -28 dB. A convergência do RLS com $M = 10$ e do SM-APA foram similares, apesar do RLS exibir MSE ligeiramente inferior ao SM-APA. Comparando o RLS com $M = 3$ e do SM-APA, este exibiu menor tempo de convergência que aquele.

A Fig. 3 mostra as curvas de aprendizagem dos preditores para um horizonte de predição p de 28 símbolos OFDM. Duas opções foram consideradas para o valor do fator de esquecimento: $\lambda = 0,99$ e $\lambda = 0,6$. Como é possível perceber, esta escolha pode ser crítica para o desempenho do algoritmo RLS, tanto em termos do MSE de predição como da velocidade de convergência. Valores maiores para o fator de esquecimento podem degradar severamente o desempenho do RLS, especialmente para valores maiores de horizonte de predição.

Em seguida, considerou-se o comportamento do MSE (após a convergência dos coeficientes dos preditores) em função

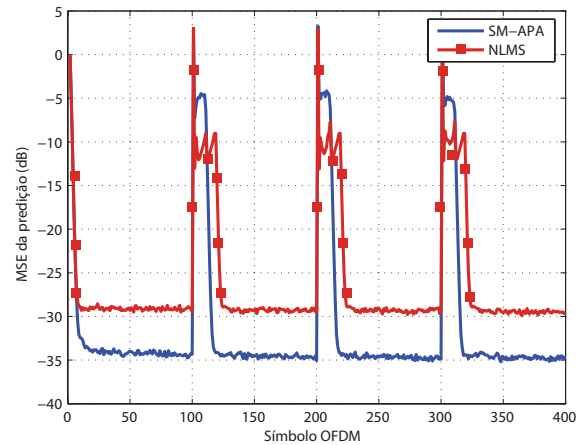


Fig. 6: Capacidade de rastreamento dos preditores SM-APA e NLMS em um ambiente não estacionário. As características do canal mudam a cada 100 símbolos OFDM.

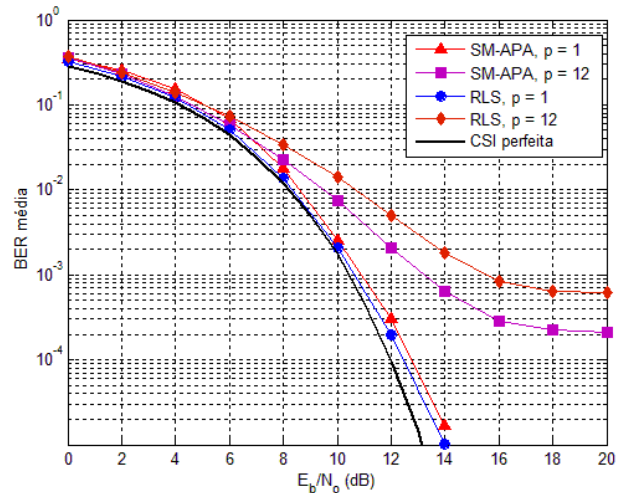


Fig. 7: Desempenho dos preditores no *downlink* do 3GPP LTE utilizando modulação 16QAM com codificação turbo para diferentes horizontes de predição.

do horizonte de predição. O SM-APA apresenta desempenho superior a ambos os algoritmos de predição, e seu MSE é aproximadamente 1dB inferior ao apresentado pelo RLS. Estes resultados estão mostrados na Fig. 4.

Nas Fig. 5 e Fig. 6, a capacidade de rastreamento (*tracking*) dos preditores adaptativos é investigada. Foi considerado um ambiente não estacionário, no qual as características do canal mudam a cada 100 símbolos OFDM. Um desvio Doppler de 50 Hz é considerado nos primeiros 100 símbolos. Em seguida, este valor é alterado para 100 Hz e mantido por mais 100 símbolos. Os 100 símbolos seguintes apresentam desvio Doppler de 150Hz e os últimos 100 símbolos foram simulados utilizando um desvio Doppler de 200 Hz. A convergência mais lenta do algoritmo RLS é justificada pela influência do fator de esquecimento. O preditor baseado no algoritmo NLMS apresentou erro quadrático médio aproximadamente 5 dB superior ao SM-APA.

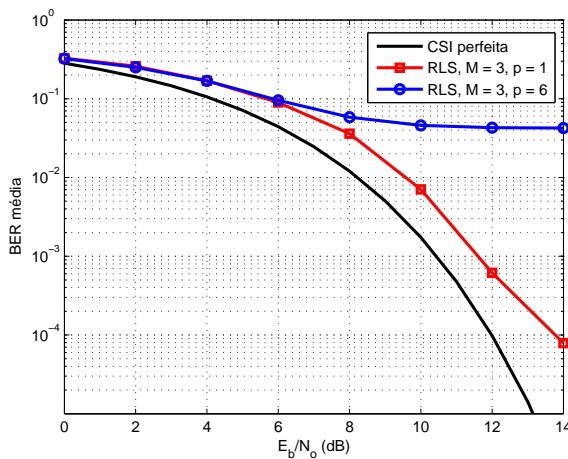


Fig. 8: Desempenho do preditor RLS com $M = 3$ coeficientes no *downlink* do 3GPP LTE utilizando modulação 16QAM com codificação turbo.

Em último lugar, foi realizada uma simulação em nível de enlace para verificar o desempenho global dos preditores sob as especificações do *downlink* do padrão LTE. A Fig. 7 apresenta o resultado da taxa média de erro de bit (BER - *bit error rate*) em função da razão entre a energia média de bit e densidade espectral de potência do ruído (E_b/N_0). Foi considerada a modulação 16QAM com codificação turbo de taxa 1/3, conforme descrito em [12]. Para um horizonte de predição de um símbolo OFDM, o algoritmo RLS apresenta melhor desempenho que o SM-APA. Quando o horizonte de predição aumenta para 12 símbolos OFDM, o SM-APA exibe melhor desempenho, confirmando os resultados obtidos anteriormente.

A título de comparação, o mesmo cenário de simulação considerado anteriormente foi utilizado para levantar a BER do mesmo sistema, porém utilizando o algoritmo RLS com número de coeficientes $M = 3$. Como é possível observar pelos resultados apresentados na Fig. 8, o número reduzido de coeficientes deteriora rapidamente o desempenho do preditor, até mesmo para um horizonte de predição de um símbolo OFDM. Por esse motivo, o horizonte de predição foi limitado a $p = 6$ símbolos OFDM.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo, um preditor de canal adaptativo para sistemas OFDM baseado no algoritmo *set-membership affine projection* foi proposto. A importância prática de preditores de canal reside no fato de fornecer informação atualizada sobre o estado do canal, compensando atrasos presentes no sistema e as características variantes no tempo do canal rádio móvel, permitindo assim a utilização mais eficiente de técnicas como múltiplas antenas ou modulação adaptativa, de forma a melhorar o desempenho do sistema e a capacidade do enlace.

O desempenho do preditor proposto foi comparado com preditores que utilizam os algoritmos NLMS e RLS, e o cenário de simulação foi baseado nas especificações do *downlink* do padrão 3GPP LTE. Apesar do algoritmo NLMS

apresentar o menor custo computacional, ele possui as piores velocidade de convergência e erro quadrático médio de estado estacionário. Os preditores RLS e SM-APA apresentaram desempenho semelhante, sendo que este apresentou menor custo computacional. Para horizontes de predição maiores que um símbolo OFDM, o preditor SM-APA apresentou melhor desempenho que o RLS. Isto se deve ao fato de que o algoritmo RLS não é robusto com respeito a escolha do fator de esquecimento. Como consequência, seu desempenho degrada-se mais rapidamente, sobretudo em canais variantes no tempo, conforme as simulações de rastreamento mostraram.

Em último lugar, uma simulação em nível de enlace foi realizada para verificar o impacto do preditor proposto na taxa de erro de bit no *downlink* do padrão 3GPP LTE utilizando modulação 16QAM com codificação turbo. Os resultados mostraram que o preditor baseado em SM-APA apresentou melhor desempenho que aquele baseado no algoritmo RLS para horizontes de predição mais amplos.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo INdT, através do Projeto *WiSIL*, e pelo CNPq, através do projeto *WiPA*, Processo n.º. 554047/2006-3.

REFERÊNCIAS

- [1] ITU-R Draft New Recommendation, "Vision, framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000".
- [2] C. Min, N. Chang, J. Cha, J. Kang, "MIMO-OFDM Downlink Channel Prediction for IEEE 802.16e Systems Using Kalman Filter," *Wireless Communications and Network Conference*, pp. 942-946, Mar. 2007.
- [3] A. Duel-Hallen, "Fading Channel Prediction for Mobile Adaptive Transmission Systems," *Proc. IEEE*, pp. 2299-2313, Dec. 2007.
- [4] 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.
- [5] J. Wen, C. Chang, G. Lee, C. Huang, "OFDM Channel Prediction Using Fuzzy Update LMS Algorithm in Time-Variant Mobile Channel," *64th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, 2006.
- [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] L. Somasegaran, "Channel Estimation and Prediction in UMTS LTE," Master thesis, Aalborg University, June, 2007.
- [8] A. van den Bos, *Parameter Estimation for Scientists and Engineers*, Wiley, New York, 2007.
- [9] S. Werner, P. S. R. Diniz, "Set-Membership Affine Projection Algorithm," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 8, no. 8, pp. 231-235, Aug. 2001.
- [10] P. S. R. Diniz, *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*, Kluwer, Dordrecht, 2002.
- [11] 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.
- [12] 3GPP, *3GPP TR 36.211 V8.5.0 - Physical Channels and Modulation* (Release 8), Technical report, 3GPP, Dec. 2008.
- [13] C. Ball, T. Hindelang, I. Kambourov, S. Eder, "Spectral Efficiency Assessment and Radio Performance Comparison Between LTE and WiMAX," in *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2008)*, 2008, pp. 1-6.
- [14] 3GPP, *3GPP TR 25.996 V8.5.0 - Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Simulations* (Release 6), Technical report, 3GPP, Sep. 2003.
- [15] Jari Salo, Giovanni Del Galdo, Jussi Salmi, Pekka Kyösti, Marko Milojevic, Daniela Laselva, and Christian Schneider, "MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model (3GPP TR 25.996)," On-line, January 2005. <http://www.tkk.fi/Units/Radio/scm/>.