

Seleção de Pilotos em Sistemas de Múltiplas Antenas para Maximização da SNR Recebida

Daniel M. S. dos Santos, Daniel C. Araújo e Charles C. Cavalcante

Resumo— Neste trabalho, é apresentado um modelo de canal espaço-temporal para um sistema de comunicação sem fio de múltiplas antenas. Com base na natureza dinâmica temporal e espacial do canal considerado, faz-se a estimação do canal pelo algoritmo linear ótimo Kalman associado com os símbolos pilotos transmitidos. A partir de várias sequências de símbolos pilotos definidas, a proposta desse trabalho é apresentar um método que seleciona as melhores sequências de símbolos pilotos que maximizam a SNR recebida. Os resultados numéricos mostram que o método proposto tem desempenho de SNR recebida melhor do que a de seleção aleatório.

Palavras-Chave— Sistema de Múltiplas Antenas, Estimação de Canal, Filtragem de Kalman, Modelo Gauss-Markov.

Abstract— In this paper is presented a spatio-temporal channel model for multi-antenna wireless communication system. Based on the temporal and spatial dynamic nature of the channel, a channel estimation is performed by means of the optimum linear Kalman algorithm associated to the transmitted pilot symbols. Based on several pre-defined pilot symbol sequences, the proposal of this work is to present a method to select the best sequences of pilot symbols which maximize the received SNR. Numerical results show that the proposed method outperforms the random selection one in terms of received SNR.

Keywords— Multiple Antenna System, Channel Estimation, Filtering Kalman, Gauss-Markov model.

I. INTRODUÇÃO

A busca em atender aplicações que exigem cada vez maiores taxas de transmissão tem requisitado a evolução dos sistemas de comunicações móveis. Essa busca tem trazido mudanças significativas na maneira como os dados são processados, atingindo o objetivo de alcançar um maior ganho de capacidade de transmissão com menor probabilidade de erro. Uma das técnicas emergentes de transmissão de sistemas de comunicações móveis que tem oferecido esses benefícios é o uso de múltiplas antenas no enlace de comunicação [1], [2]. Por sua habilidade de oferecer grande confiabilidade e capacidade de transmissão para serviços de sistemas comunicações móveis, a tecnologia de múltiplas antenas tem sido amplamente utilizada em diversos sistemas de transmissão digital tais como: WiMax (do inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) [3] e LTE- Advanced (do inglês *Long Term Evolution*) [4].

No entanto, o desvanecimento e outras características de canal são fatores que limitam o sistema de múltiplas antenas de alcançar excelente capacidade e confiabilidade de

transmissão de dados. Por conta disso, muitas pesquisas vêm sendo desenvolvidas na área de processamento de sinais com o intuito de aperfeiçoar os sistemas de comunicação de múltiplas antenas. Uma dessas grandes áreas de pesquisa que tem como objetivo melhorar a qualidade da transmissão é a busca de informações de estado de canal (CSI, do inglês *Channel State Information*) com precisão. Essa busca resultou em vários métodos de estimação de canal que podem ser classificados como: estimação de canal cega [5], estimação de canal assistida ou supervisionada [6] e estimação semi-cega [7]. Além dos esforços desses métodos de minimizar o erro de estimação quadrático, outra métrica que pode ser utilizada para o projeto de estimação, que tem maior relação com sistemas de comunicação é maximizar a relação sinal ruído SNR (do inglês *Signal to Noise Ratio*) recebida da transmissão de dados, tais como em [8], [9] que considera um projeto de símbolos pilotos para a melhoria de desempenho de um sistema de comunicação móvel com larga escala de arranjos de antenas transmissoras. De forma mais simples, este trabalho propõe um projeto de seleção de pilotos para estimação de canal de arranjo de antenas transmissoras de maneira a resultar em excelente formatação de feixes para maximização da SNR recebida.

Baseado nos trabalhos [8] e [9], este artigo considera um modelo de canal espaço-temporal para o sistema de comunicação de múltiplas antenas, onde a dinâmica temporal do canal é modelada por um processo Gauss-Markov e a correlação espacial por um modelo de Kronecker. Com base nas estatísticas do modelo de canal considerado, a estimação do canal é realizada pelo filtro de Kalman associado com os símbolos pilotos transmitidos. Diferentemente dos trabalhos anteriores, a proposta deste trabalho é selecionar, a partir de um conjunto definido de sequências de símbolos pilotos, as melhores sequências que maximizam a SNR recebida.

O restante deste trabalho está organizado da seguinte maneira: na seção II é descrito o modelo de canal e como é realizada a estimação do mesmo, na seção III é apresentada a proposta de seleção de pilotos para maximizar a SNR recebida. A seção IV contém os resultados das simulações e, por fim, na seção V são apresentadas as conclusões do trabalho.

Notação: Vetores e matrizes estão escritos em negrito, com matrizes como letras maiúsculas e com vetores como letras minúsculas. Todos os vetores são vetores de coluna. Para a matriz \mathbf{A} ; \mathbf{A}^T , \mathbf{A}^H , $\mathbf{A}^{1/2}$, \mathbf{A}^{-1} , e \mathbf{A}^* representam a transposta, a transposta do conjugado complexo, a raiz quadrada, a inversa e o conjugado complexo de \mathbf{A} , respectivamente. “ $\text{vec}(\mathbf{A})$ ” denota o vetor coluna obtido pelo empilhamento dos elementos de \mathbf{A} . Para duas matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} , $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$

Os autores são membros do Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza-CE, Brasil. Charles C. Cavalcante, Departamento de Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza-CE, Brasil. E-mails: daniel.santos@alu.ufc.br, {araujo,charles}@gtel.ufc.br.

denota o produto de Kronecker. Para o vetor aleatório \mathbf{a} , $\mathbb{E}\{\mathbf{a}\}$ representa a esperança de \mathbf{a} , e $\mathbf{a} \sim CN(\mu, \Sigma)$ significa que \mathbf{a} é uma distribuição gaussiana complexa circularmente simétrica com média μ e matriz de covariância Σ . \mathbf{I} denota a matriz identidade.

II. MODELO DO SISTEMA

Considere um sistema MIMO (do inglês *Multiple-Input Multiple-Output*) que segue um modelo de canal com desvanecimento Rayleigh com N_t antenas transmissoras enviando blocos de símbolos de comprimento T para N_r antenas receptoras. Assumindo que o canal seja plano e constante durante o período de transmissão de um bloco, variando entre blocos consecutivos, a matriz do canal MIMO $N_r \times N_t$ pode ser representada para o k -ésimo bloco transmitido como, \mathbf{H}_k , em que h_{ij}^k é o coeficiente de transmissão complexo do canal entre a j -ésima antena transmissora e a i -ésima antena receptora. Os sinais recebidos no k -ésimo bloco de símbolos são dado por:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k^* + \mathbf{N}_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

em que \mathbf{Y}_k é uma matriz $N_r \times T$ com os sinais recebidos, \mathbf{X}_k é uma matriz $N_t \times T$ cujos elementos s_{ij} , $i = 1, 2, \dots, N_t$, $j = 1, 2, \dots, T$ representam os símbolos transmitidos pela i -ésima antena transmissora no j -ésimo instante de tempo do bloco k e \mathbf{N}_k é a matriz ruído $N_r \times T$ que contém amostras de ruído gaussiano complexo independente e identicamente distribuído (i.i.d) com média zero e variância σ_w^2 . Em \mathbf{X}_k , o conjugado complexo foi utilizado para manter a notação consistente com (3). O diagrama de blocos da Figura 1 ilustra o modelo de sistema de comunicação MIMO na qual $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$ representa a estimativa do canal no instante k baseada nas sequências de símbolos pilotos recebidas, \mathbf{y}_k^p , até o instante k . Para estimar o canal, uma sequência de símbolos pilotos transmitida é conhecida no receptor que, estima a CSI com base na sequência transmitida. Uma estimativa precisa do canal é essencial para obter a sequência de símbolos de dados transmitidos com menor erro possível por meio da correta decodificação da sequência de símbolos de dados recebida, ou seja, \mathbf{y}_k^d .

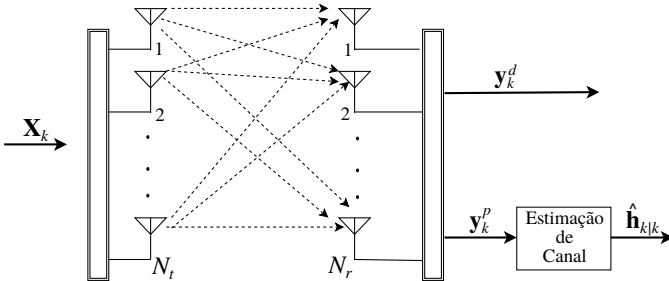


Fig. 1. Modelo de sistema MIMO.

A. Variação Temporal do Canal

A variação temporal do modelo de canal segue uma regra probabilística que governa a transição de um estado para outro, pertencente à classe de modelos de canais de estados finitos

com memória [10]. Assim, assumindo a natureza dinâmica do canal de bloco a bloco, a evolução temporal do coeficiente do canal é caracterizada por um processo de primeira ordem estacionário Gauss-Markov [8]. Deste modo, a dinâmica da matriz de canal MIMO constante durante um bloco e variando para diferentes estados no próximo bloco é expressa pelo seguinte modelo:

$$\mathbf{h}_{k+1} = \alpha \mathbf{h}_k + \sqrt{1 - \alpha^2} \mathbf{b}_k, \quad \mathbf{h}_0 \sim CN(0, \mathbf{R}_h), \quad (2)$$

em que $\mathbf{h}_k = \text{vec}(\mathbf{H}_k)$ de dimensões $N_t N_r \times 1$ é o vetor do canal para o k -ésimo bloco, $\mathbf{b}_k \stackrel{i.i.d.}{\sim} CN(0, \mathbf{R}_h)$ é um vetor de inovação com distribuição Gaussiana complexa de média zero no k -ésimo bloco temporalmente independente de $\{\mathbf{h}_0, \dots, \mathbf{h}_k\}$ e $\alpha \in (0, 1]$ é o coeficiente de desvanecimento temporal, sendo $\alpha = \mathcal{J}_0(2\pi f_D T_s)$ dado pelo modelo de Jakes [11], em que $\mathcal{J}_0(\cdot)$ é a função de Bessel do primeiro tipo e ordem zero, T_s é o intervalo de símbolo transmitido e f_D é a máxima frequência Doppler. $\mathbf{R}_h = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H\}$ é a matriz de correlação espacial do canal que depende da geometria das antenas e do ambiente de propagação. Neste trabalho, o coeficiente de correlação de desvanecimento temporal e a matriz de correlação espacial são assumidos conhecidos no sistema.

Assim, empilhando as colunas do modelo do sinal recebido da equação (1), pode-se reescrevê-la como:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{S}_k^H \mathbf{h}_k + \mathbf{n}_k, \quad (3)$$

em que $\mathbf{y}_k = \text{vec}(\mathbf{Y}_k)$, $\mathbf{n}_k = \text{vec}(\mathbf{N}_k)$, $\mathbf{S}_k = \mathbf{X}_k \otimes \mathbf{I}_{N_r}$ é uma matriz de dimensões $N_r N_t \times N_r T$.

B. Correlação Espacial do Canal

Assumimos que a correlação espacial do canal MIMO segue o modelo de Kronecker [12]. Nesse modelo a correlação espacial do canal pode ser dividida em um produto com dois valores de correlação: a correlação no lado do transmissor e a correlação no lado do receptor. A partir desse modelo, o canal MIMO modela um cenário onde a matriz de correlação espacial entre antenas transmissoras não tem relação com a matriz de correlação espacial entre antenas receptoras. Portanto, assumindo que as matrizes de correlação espacial do canal são fixas durante o período de transmissão considerado para estimação do canal, a expressão matemática que ilustra o modelo Kronecker é definida como [13]:

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{Q}_k (\mathbf{R}_t^{1/2})^T, \quad (4)$$

em que \mathbf{R}_r representa a matriz de correlação entre as antenas de recepção com dimensões $N_r \times N_r$, \mathbf{R}_t representa a matriz de correlação entre as antenas de transmissão com dimensões $N_t \times N_t$ e \mathbf{Q}_k , de dimensões $N_r \times N_t$, é uma matriz que contém elementos complexos modelados como variáveis aleatórias independentes, gaussianas, circularmente simétricas, de média nula e uma dada variância σ_h^2 .

Logo, a matriz de correlação do canal pode ser escrita como:

$$\mathbf{R}_h = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_r, \quad (5)$$

ou seja, \mathbf{R}_h é dado pelo produto de Kronecker das matrizes de correlação, \mathbf{R}_t das antenas transmissoras e \mathbf{R}_r das

antenas receptoras. Nisto, verifica-se que \mathbf{h}_k é um processo estacionário de sentido amplo para todo tempo k , isto é, $\mathbf{R}_h = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_0\mathbf{h}_0^T\} = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_1\mathbf{h}_1^T\} = \dots = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_k\mathbf{h}_k^T\}$, [14].

C. Estimação de Canal

A estimação de canal é feita com base no período de transmissão de dados conhecidos no receptor, chamados símbolos pilotos. Esse método de estimação provê um bom desempenho, porém reduz a eficiência da transmissão do sistema devido à sobrecarga exigida para transmitir os símbolos pilotos juntamente com os símbolos de dados [15]. Considerando T o tamanho do k -ésimo bloco transmitido, os símbolos pilotos podem ser alocados no bloco de diferentes formas. Assumindo T_p o período de símbolos pilotos transmitidos e T_d o período de símbolos de dados, a Figura 2 mostra a estrutura do bloco transmitido.

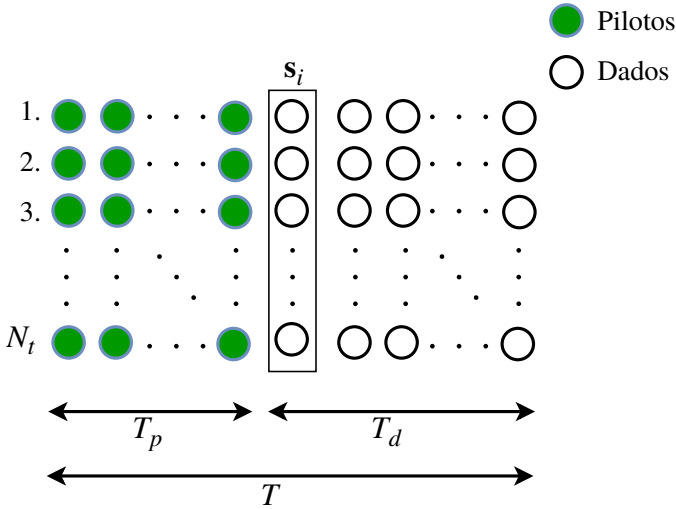


Fig. 2. Estrutura do bloco.

Na figura acima, \mathbf{s}_i é o i -ésimo vetor de símbolos transmitido de dimensão $N_t \times 1$. Portanto, os primeiros T_p símbolos são utilizados para estimar o canal. Logo, o vetor \mathbf{y}_k^p de dimensões $N_r T_p \times 1$ dos símbolos recebidos, em relação aos símbolos piloto transmitidos, é dado por

$$\mathbf{y}_k^p = \hat{\mathbf{S}}_k^H \mathbf{h}_k + \mathbf{n}_k^p, \quad (6)$$

em que $\hat{\mathbf{S}}_k$ é uma matriz de símbolos pilotos transmitidos de dimensões $N_r N_t \times N_r T_p$ e \mathbf{n}_k^p é o vetor de amostras de ruído de dimensão $N_r T_p \times 1$. Assim, reunindo (2) e (6) obtemos um modelo em espaço de estados que fornece as informações das condições internas do sistema no instante de tempo k , utilizadas para fazer a estimação do canal. Um dos algoritmos adaptativos mais adequados para o cenário descrito é o filtro de Kalman, devido a sua importante característica de funcionar em ambientes estacionários e não estacionários [16]. Assumindo a minimização do erro médio quadrático MMSE (do inglês *Minimum Mean Squared Error*) na estimação do canal, um estimador linear recursivo ótimo é derivado do filtro de Kalman para o modelo espaço temporal considerado. Com base nas observações das sequências de símbolos pilotos

recebidos pelas N_r antenas receptoras, o estimador de canal realiza a atualização da estimativa do canal $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$ e da matriz de covariância do erro de estimação $\mathbf{P}_{k|k}$ em cada instante k da seguinte forma [13], [17]:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \hat{\mathbf{S}}_k (\sigma_w^2 \mathbf{I} + \hat{\mathbf{S}}_k^H \mathbf{P}_{k|k-1} \hat{\mathbf{S}}_k)^{-1} \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{k|k} = \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k^p - \hat{\mathbf{S}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}) \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \hat{\mathbf{S}}_k^H) \mathbf{P}_{k|k-1} \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} = \alpha \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \quad (10)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \alpha^2 \mathbf{P}_{k-1|k-1} + (1 - \alpha^2) \mathbf{R}_h \quad (11)$$

em que $\hat{\mathbf{h}}_{k|k'}$ = $\mathbb{E}\{\mathbf{h}_k | \mathbf{y}_0^p, \mathbf{y}_1^p, \dots, \mathbf{y}_{k'}^p\}$, $\mathbf{P}_{k|k'}$ = $\mathbb{E}\{(\mathbf{h}_k - \hat{\mathbf{h}}_{k|k'}) (\mathbf{h}_k - \hat{\mathbf{h}}_{k|k'})^H\}$, $\hat{\mathbf{h}}_{0|-1} = \mathbf{0}$ e $\mathbf{P}_{0|-1} = \mathbf{R}_h$.

III. NOVO MÉTODO DE SELEÇÃO DE PILOTOS PARA MAXIMIZAR SNR

Considerando um caso para o modelo de sistema descrito em que $N_t \geq 2$ e $N_r = 1$, obtém-se um sistema de múltiplas entradas e somente uma saída chamado sistema MISO (do inglês *Multiple-Input Single-Output*) que corresponde a um canal MISO [18]. Neste caso, a matriz de correlação espacial do canal é formada somente pela correlação espacial entre as antenas transmissoras e a estimação do canal é realizada somente por uma antena receptora. Assumindo a estrutura do bloco de transmissão mostrada na Figura 2 e a formatação de feixes com base no canal estimado, tem-se o intervalo de símbolos de dados transmitidos da seguinte forma:

$$\mathbf{s}_i = \mathbf{w}_i d_i, \quad i = kT + T_p + m, \quad m = 1, \dots, T_d, \quad (12)$$

em que d_i é o símbolo de dados e \mathbf{w}_i é o vetor de peso configurado pelo algoritmo proposto para maximizar a SNR na recepção, sendo \mathbf{w}_i dado por $\mathbf{w}_i = \hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)} / \|\hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)}\|_2$, em que $k(i)$ representa o número do bloco correspondente do tempo de símbolo i , assumindo $\mathbb{E}\{d_i\} = 0$ e $\mathbb{E}\{|d_i|^2\} = \sigma_d^2$. No sentido de se obter formatação de feixe ótima, o algoritmo adaptativo de estimação de canal faz as estimativas do mesmo utilizando as sequências de símbolos pilotos escolhidas pelo algoritmo proposto. Assim, o sistema utiliza o canal estimado para achar um apropriado vetor de pesos, \mathbf{w}_i . Dessa forma, o vetor de peso determinado com base no método de seleção de pilotos do algoritmo proposto permitirá maximizar a qualidade do sinal recebido.

Na recepção, fazendo uso do erro da estimação do canal $\Delta \mathbf{h}_{k(i)} = \mathbf{h}_{k(i)} - \hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)}$ e da equação (3), obtém-se o modelo de sinal recebido no instante de tempo de símbolo i expresso como:

$$y_i = \mathbf{w}_i^H d_i \hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)} + \mathbf{w}_i^H d_i \Delta \mathbf{h}_{k(i)} + n_i \quad (13)$$

em que o segundo termo $\mathbf{w}_i^H d_i \Delta \mathbf{h}_{k(i)}$ representa um ruído adicional proveniente do erro de estimação do canal. Portanto, como em [8], [9], a SNR recebida com base na estimação do canal é definida como:

$$\text{SNR}_i = \frac{\mathbf{w}_i^H \left(\hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)} \hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)}^H \right) \mathbf{w}_i}{\mathbf{w}_i^H \left(\mathbf{P}_{k(i)|k(i)} + \gamma^{-1} \mathbf{I} \right) \mathbf{w}_i}, \quad (14)$$

em que $\gamma = \sigma_d^2/\sigma_w^2$ é a SNR dos símbolos de dados. No entanto, pode-se chegar a um vetor de formação de feixe ótimo e a uma SNR recebida ótima expressa em função da SNR γ , da matriz de covariância do erro $\mathbf{P}_{k(i)|k(i)}$ e do canal estimado $\hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)}$, caso o posto de $\hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)} \hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)}^H$ do numerador da equação (14) for igual a 1 [8]. A partir das equações (8) e (9), percebe-se que $\hat{\mathbf{h}}_{k(i)|k(i)}$ e $\mathbf{P}_{k(i)|k(i)}$ são funções dos símbolos pilotos $\hat{\mathbf{S}}_k$. Logo, a SNR recebida ótima pode ser definida em função dos símbolos pilotos, como [8]:

$$\begin{aligned} \text{SNR}_k^* &= (\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k^p - \hat{\mathbf{S}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}))^H ((\mathbf{I} \\ &- \mathbf{K}_k \hat{\mathbf{S}}_k^H) \mathbf{P}_{k|k-1} + \gamma^{-1} \mathbf{I})^{-1} (\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \\ &\mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k^p - \hat{\mathbf{S}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1})). \end{aligned} \quad (15)$$

Como para todo período de símbolos de dados de cada instante de bloco a SNR recebida ótima é a mesma, a notação da expressão que formula a SNR recebida será dada como SNR_k^* .

A proposta desse trabalho é encontrar as sequências de símbolos pilotos $\hat{\mathbf{S}}_k$ que maximizem a SNR_k^* . Para isso, foi desenvolvido um algoritmo que busca as sequências de símbolos pilotos que geram as melhores SNR_k^* . O algoritmo faz a busca dessas sequências a partir de uma matriz quadrada com elementos +1 ou -1, cujos os distintos vetores linhas são mutuamente ortogonais. Definida como \mathbf{G} de ordem N_t , a referida matriz quadrada denomina-se matriz de Hadamard [19].

Assumindo $\mathbf{g}_c^p[l]$ o vetor de símbolos pilotos de dimensões $N_t \times 1$ que representa a sequência de pilotos da l -ésima linha de cada vetor coluna da matriz \mathbf{G} , $l = 1, 2, \dots, N_t$, dadas as informações estatísticas do canal, α e \mathbf{R}_h , SNR γ , e o período de símbolos pilotos T_p , o algoritmo proposto retorna ao sistema os índices das colunas da matriz \mathbf{G} que contém as melhores sequências de pilotos que maximizam a SNR recebida e vão formar a matriz de símbolos pilotos $\hat{\mathbf{S}}_k$. Com base nesses parâmetros fornecidos pelo sistema: \mathbf{G} , α , \mathbf{R}_h , γ , T_p e N_t , o algoritmo faz a estimação do canal para cada sequência de símbolos pilotos $\mathbf{g}_c^p[l]$ e calcula a SNR recebida utilizando a equação (15) para fazer um comparativo das sequências de símbolos pilotos que tiveram as melhores SNRs recebidas. A partir dos resultados das SNRs, o algoritmo seleciona as sequências de pilotos que maximizam a SNR. Um resumo do funcionamento deste algoritmo é apresentado na seguinte tabela.

Algoritmo Proposto

Parâmetros Requeridos (\mathbf{G} , α , \mathbf{R}_h , γ , T_p , N_t)

$c = 1$ $\text{Ind} = 1$

enquanto $c \leq N_t$ **faça**

Passo 1: Selecciona a coluna
 $\mathbf{g}_c^p[l] = \mathbf{G}(:, c)$

Passo 2: Estima $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$
 estimador Kalman

Passo 3: Calcula a SNR recebida
 $\text{SNR}_k^*(\mathbf{g}_c^p[l])$
 $c = c + 1$

fim enquanto

enquanto $\text{Ind} \leq T_p$ **faça**

Passo 4: Escolhe a coluna de maior SNR

$\text{Indices}(\text{Ind}) = c$

$\text{SNR}_k^*(c) = \text{null}$

$\text{Ind} = \text{Ind} + 1$

fim enquanto

Retorna ao sistema a localização das melhores sequências pilotos: Indices .

Em termos de simplicidade para a realização do cálculo computacional, o algoritmo buscou as melhores sequências de pilotos para compor o período de símbolo pilotos T_p , ilustrado na Figura 2, calculando a SNR para cada uma das sequências de pilotos, $\mathbf{g}_c^p[l]$, e depois verificando qual a sequência que forneceu a maior SNR, em vez de comparar de T_p em T_p . Caso fosse em T_p , resultaria em um maior número de realizações de cálculos comparativos devido às diversas combinações que as sequências de pilotos da matriz \mathbf{G} poderiam gerar.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Considerou-se 2GHz com frequência de portadora, $100\mu\text{s}$ de duração de símbolo T_s com uma velocidade móvel $v = 3\text{km/h}$, resultando no valor do coeficiente de correlação temporal $\alpha = 0,9997$ [8]. Para a correlação espacial do canal, foi adotado o modelo de correlação exponencial dado por [8]:

$$\mathbf{R}_h(i, j) = r^{2|i-j|}, \quad (16)$$

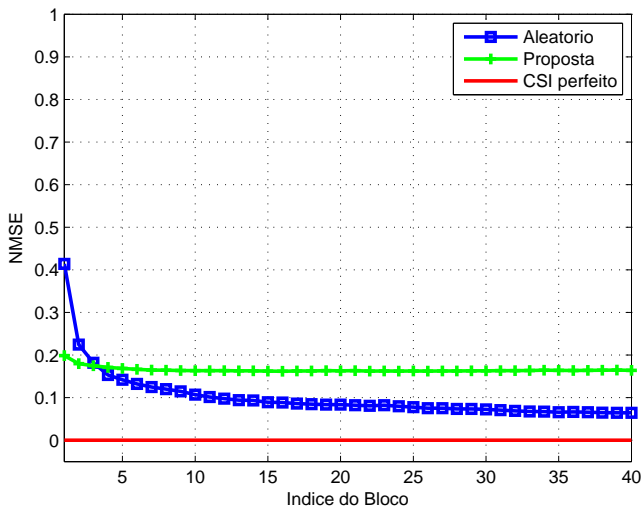
em que $r = 0,9$ é o coeficiente de correlação entre dois elementos de antenas adjacentes. Cada bloco transmitido tem um tamanho $T = 10$ com cinco símbolos pilotos por bloco, $T_p = 5$. A SNR do símbolo piloto definida como $\sigma_p^2/\sigma_w^2 = \gamma_p$ tem o mesmo valor da SNR do símbolo de dados, $\gamma_p = \gamma = 10$ dB.

Os resultados foram obtidos a partir das simulações do processo de canal com intervalo de 40 blocos. O mesmo canal no instante de período de cada bloco é estimado utilizando o método proposto de seleção de símbolos pilotos e como um referencial de comparação o método padrão de símbolos pilotos aleatório [8], como mostrado na Figura 3.

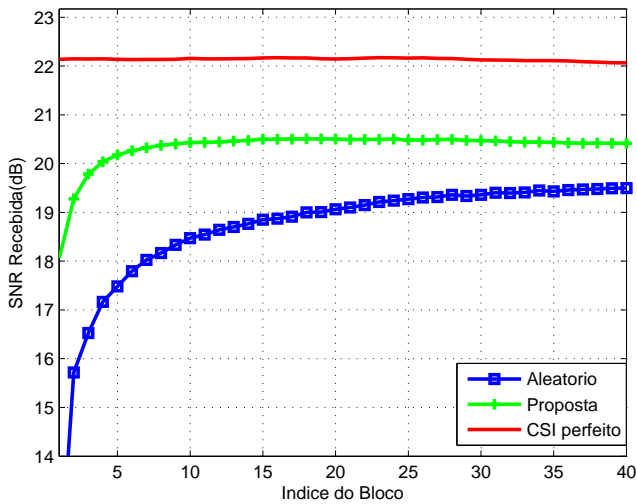
O erro médio quadrático normalizado (NMSE) e a média da SNR recebida foram calculadas computacionalmente através da realização de 100 experimentos, cada um composto pela transmissão e recepção de um bloco de símbolos transmitidos. A expressão do NMSE é dada por [8]:

$$\text{NMSE} = \frac{\|\mathbf{h}_k - \hat{\mathbf{h}}_{k|k}\|^2}{\|\mathbf{h}_k\|^2}. \quad (17)$$

Os resultados das simulações na Figura 3 mostram o comportamento das curvas de NMSE e da SNR recebida para $N_t = 16$ e $N_r = 1$ realizadas pelo filtro de Kalman ótimo. Como visto nesta figura, o método de seleção de pilotos proposto fornece um desempenho melhor do que a referência em termos de SNR recebida. Por exemplo, o método proposto atinge aproximadamente uma SNR recebida de 20 dB para um estágio de bloco igual a cinco, enquanto para este mesmo estágio de bloco o método aleatório alcança aproximadamente



(a)



(b)

Fig. 3. Estimação de canal para $N_t = 16$ e $N_r = 1$. (a) NMSE em relação ao índice de blocos. (b) SNR recebida em relação ao índice de blocos.

uma SNR recebida entre 17 dB a 18 dB. Isso se explica devido o algoritmo ter a capacidade de selecionar as sequências de símbolos pilotos que apresentam as melhores SNRs recebidas, fornecendo assim uma SNR recebida melhor do que a referência. Como esperado, percebe-se que o NMSE diminui à medida que o índice de bloco vai aumentando. Isto mostra a habilidade que o algoritmo estimador Kalman tem de refinar as estimativas de canal durante o período de observação. A curva de NMSE do método proposto mostra uma rápida convergência logo nos primeiros estágios de rastreamento do canal em relação ao NMSE do método aleatório, porém a performance do NMSE do método aleatório se mostra bem melhor. Isto acontece porque o algoritmo não considerou na seleção dos pilotos a minimização no erro de estimação quadrático.

V. CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Neste artigo, um novo método de seleção de pilotos para maximização da SNR recebida em sistema de comunicação sem fio de múltiplas antenas foi proposto. O algoritmo que faz a seleção dos pilotos foi desenvolvido a partir das equações do filtro de Kalman sobre um modelo de canal Gauss-Markov. Para os parâmetros de transmissão do sistema considerados, o método de seleção de pilotos proposto proporcionou maior valor de SNR recebida, quando comparado com o método convencional de pilotos aleatório. No entanto durante o intervalo de transmissão dos blocos observados de NMSE, o método proposto não proporcionou um desempenho melhor do que o método aleatório dada sua função de otimização. Portanto, no objetivo de maximizar a SNR recebida, os resultados de simulação numérica comprovaram a eficácia do método proposto. Para trabalhos futuros a ideia é de realizar uma análise em cenário com múltiplas antenas na recepção.

REFERÊNCIAS

- [1] B. J. Andersen, "Array Gain and Capacity for Known Random Channels with Multiple Element Arrays at Both Ends", *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, v. 18, no. 11, pp. 2172–2178, Novembro 2000.
- [2] T. L. Marzetta e B. M. Hochwald, "Capacity of a Mobile Multiple-Antenna Communication Link in Rayleigh Flat Fading", *IEEE Transactions On Information Theory*, v. 45, pp. 139–157, Janeiro 1999.
- [3] A. Yarali, S. Rahman e B. Mbula, "WiMAX: The Innovative Broadband Wireless Access Technology", *Journal Of Communications*, v. 3, no. 2, pp. 53–63, Abril 2008.
- [4] I. F. Akyildiz, D. M. Gutierrez-Estevez, E. C. Reyes, "The evolution to 4G cellular systems: LTE-Advanced", *Physical Communication*, v. 3 pp. 217–244, 2010.
- [5] C. Shin, R. W. Heath, Jr. e E. J. Powers, "Blind Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems" *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, v. 56, no. 2, pp. 670–685, Março 2007.
- [6] M. Biguesh, e A. B. Gershman, "Training-Based MIMO Channel Estimation: A Study of Estimator Tradeoffs and Optimal Training Signals", *IEEE Transactions On Signal Processing*, v. 54, no. 3, pp. 884–893, Março 2006.
- [7] L. Jin, F. Hu e J. Li, "Robust Semi-blind Channel Estimation for MIMO Systems", *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), 8th*, pp.1–4, Setembro 2012.
- [8] J. So, D. Kim, Y. Lee e Y. Sung, "Pilot Signal for Massive MIMO Systems: A received Signal-to-noise-Ratio-Based Approach", *IEEE Signal Processing Letters*, v. 22, pp. 549–553, Outubro 2014.
- [9] S. Noh, M. D. Zoltowski, Y. Sung e D. J. Love, "Pilot Beam Pattern Design for Channel Estimation in Massive MIMO Systems", *IEEE Journal Of Selected Topics In Signal Processing*, v. 8, no. 5, pp. 787–801, Outubro 2014.
- [10] M. C. Jeruchim, P. Balaban e K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems 2th edition*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [11] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communication*. Wiley, 1974.
- [12] T. Brown, E. De Carvalho and P. Kyritsi, *Practical guide to the MIMO radio channel with MATLAB® examples*. Wiley, 2012.
- [13] M. B. Loliola, *Estimación de Canais MIMO Variantes no Tempo Usando Filtrros de Kalman*. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP. 2009.
- [14] A. Papoulis, *Probability, Random Variables e Stochastic Processes 3th edition*. McGraw-Hill, 1991.
- [15] Y. S. Cho et al, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Wiley, 2010.
- [16] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory. 4th edition*. Prentice Hall, 2002.
- [17] T. Kailath, A. H. Sayed e B. Hassibi, *Linear Estimation*. Prentice Hall, 2000.
- [18] J. G. Proakis e M. Salehi, *Digital Communications 5th edition*. McGraw-Hill, 2008.
- [19] J. Seberry, B.J. Wysocki e T.A. Wysocki, "On some applications of Hadamard matrices", *Metrika*, v. 62, pp. 221–239, Novembro 2005.