

# DESEMPENHO DE UM SISTEMA QPSK COM ROTAÇÃO NA CONSTELAÇÃO EM CANAIS COM DESVANECIMENTO RÁPIDO SUJEITO A ERROS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL

Waslon Terllizzie A. Lopes   Juraci F. Galdino†   Marcelo S. Alencar

Laboratório de Comunicações, Departamento de Engenharia Elétrica  
Universidade Federal da Paraíba - UFPB  
Av. Aprígio Veloso, 882, 58109-970, Campina Grande, PB, Brasil

†Grupo de Comunicações, Departamento de Engenharia Elétrica  
Instituto Militar de Engenharia - IME  
Praça General Tibúrcio, 80, 22290-270, Rio de Janeiro, RJ, Brasil  
{waslon,galdino,malencar}@dee.ufpb.br

## RESUMO

Admitindo a ausência de erros de estimação de canal, pode-se melhorar significativamente o desempenho de sistemas de comunicação digital, em canais com desvanecimento, combinando-se rotação de constelações e entrelaçamento das componentes dos símbolos transmitidos. Este artigo apresenta uma análise de desempenho desta recente técnica considerando a utilização de esquemas de estimação de canal no receptor. Em particular, a avaliação de desempenho do sistema é feita utilizando o algoritmo LMS (*Least Mean Square*) e de um PLL (*Phase-Lock Loop*) para estimar o módulo e da fase do canal, respectivamente. Mostra-se por meio de simulações, que a técnica é eficaz mesmo considerando a presença de erros de estimação. Adicionalmente, o impacto do efeito Doppler sobre o sistema é investigado estabelecendo-se um compromisso entre atraso e desempenho para o esquema proposto.

## 1. INTRODUÇÃO

O desvanecimento provocado pelos múltiplos percursos de propagação dos sinais transmitidos, pode degradar significativamente o desempenho de sistemas de comunicações digitais em canais sem fio. Neste contexto, várias técnicas têm sido propostas para melhoria de desempenho destes sistemas. Dentre elas, podem ser citadas técnicas de modulação codificada [1, 2], uso de múltiplas antenas transmissoras [3–7] e uso da transformada *wavelet* na codificação [8].

De modo a minimizar os efeitos do desvanecimento, alguns sistemas usam diversidade, que consiste, basicamente, em disponibilizar réplicas do sinal transmitido no receptor. Exemplos de técnicas de diversidade são: diversidade temporal, diversidade em frequência e diversidade espacial [4, 6]. Uma outra forma para aumentar a diversidade de um sistema é introduzir redundância por meio da combinação de rotação e entrelaçamento das componentes do símbolos da constelação de sinais antes do processo de modulação [9–14].

Essa última técnica foi analisada em [14], os autores mostraram que um ganho considerável de desempenho, em termos da probabilidade de erro de bit, pode ser obtido com uma escolha adequada do ângulo de referência (rotação) da constelação QPSK, quando o canal é sujeito ao desvanecimento do tipo Rayleigh. No entanto, os resultados obtidos naquele artigo consideravam canais descorrelacionados e a ausência de erros de estimação de canal no receptor, que é uma suposição restritiva na prática. A sensibilidade aos erros de estimação nesse esquema é analisada em [15], onde utilizou-se o limite de Cramer-Rao [16] na determinação da variância do erro de estimação no esquema proposto. Esta análise, apesar de válida, não contemplou alguns aspectos importantes como a propagação dos erros de decisão e a influência do efeito Doppler nos erros de estimação.

Neste artigo, o esquema proposto em [10] é analisado considerando-se a presença de erros de estimação no receptor. Mais especificamente, considera-se a aplicação do algoritmo LMS (*Least Mean Square*) e de um PLL (*Phase-Lock Loop*) de 1ª ordem para o acompanhamento do módulo e da fase do canal de comunicação, respectivamente. Adicionalmente, a influência do efeito Doppler é tratada, tendo em vista, a minimização do atraso introduzido no sistema pelo entrelaçamento. Vale a pena ressaltar que este artigo difere significativamente de [15], onde não há a implementação de algum algoritmo de estimação específico.

O restante deste artigo encontra-se organizado da seguinte forma. A Seção 2 apresenta o modelo do sistema utilizado e os princípios básicos da rotação de uma constelação QPSK para melhoria de desempenho em canais com desvanecimento. Os algoritmos de estimação implementados são descritos na Seção 3. A Seção 4 apresenta resultados de simulações e discussões, enquanto que a Seção 5 é destinada as conclusões.

## 2. O MODELO DO SISTEMA

A modulação QPSK pode ser vista como duas modulações PSK binárias em paralelo - uma em fase (canal  $I$ ) e outra em quadra-

tura (canal  $Q$ ). Os dois sinais correspondentes são ortogonais e podem ser separados no receptor. Além do mais, a transmissão desses dois sinais em canais com desvanecimento independente pode introduzir um ganho em diversidade no sistema. Contudo, o ganho em diversidade só é útil se existir uma redundância entre as duas componentes em quadratura [10].

Considere um esquema QPSK convencional. O sinal transmitido é dado por

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n p(t - nT_S) \cos(2\pi f_c t) + A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n p(t - nT_S) \sin(2\pi f_c t), \quad (1)$$

sendo

$$a_n, b_n = \pm 1 \quad \text{com a mesma probabilidade,}$$

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_S \\ 0, & \text{caso contrário,} \end{cases}$$

e  $f_c$  a frequência da portadora de amplitude  $A$ .

Pode ser observado, a partir da Equação 1, que a informação transmitida em um canal é independente da informação transmitida no outro. A introdução de redundância no esquema QPSK pode ser alcançada combinando-se a rotação da constelação de sinais por uma fase constante  $\theta$ , como mostrado na Figura 1, com o entrelaçamento independente das componentes. Para essa constelação modificada, o sinal transmitido pode ser escrito como

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n p(t - nT_S) \cos(2\pi f_c t) + A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_{n-k} p(t - nT_S) \sin(2\pi f_c t), \quad (2)$$

sendo  $k$  um inteiro representando o atraso, expresso em número de símbolos, o qual é introduzido pelo entrelaçamento entre as componentes  $I$  e  $Q$ . Além disso,

$$\begin{aligned} x_n &= a_n \cos \theta - b_n \sin \theta \\ y_n &= a_n \sin \theta + b_n \cos \theta \end{aligned} \quad (3)$$

são os novos símbolos QPSK. O diagrama de blocos do transmissor que implementa este procedimento é apresentado na Figura 3.

O ganho de desempenho desta técnica fundamenta-se no seguinte raciocínio: Como os picos de desvanecimentos são profundos, mas de curta duração, eles podem degradar toda informação (componentes em fase e em quadratura de um símbolo) numa transmissão convencional, o que dificilmente irá ocorrer no esquema proposto pois as componentes de um símbolo são transmitidas em instantes de tempo distintos e existe redundância entre as componentes em fase e quadratura. Além disso, a probabilidade conjunta de ocorrência de dois picos de desvanecimento é praticamente nula em canais descorrelacionados.

Uma característica interessante deste esquema é que a constelação rotacionada apresenta o mesmo desempenho de uma constelação não-rotacionada quando os sinais transmitidos são afetados apenas pelo ruído gaussiano branco (canal AWGN), pois a

distância Euclidiana entre os símbolos da constelação permanece inalterada. Observa-se também que a eficiência espectral do sistema é mantida pois, a cada intervalo de sinalização, 2 bits continuam sendo transmitidos.

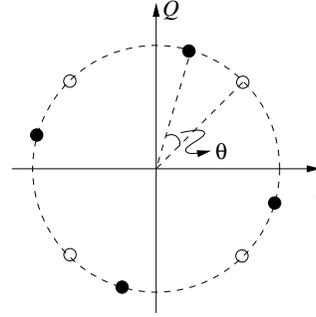


Figura 1: Constelação QPSK: sem rotação ( $\circ$ ) e com rotação ( $\bullet$ ).

Assume-se que o canal de comunicação é caracterizado por desvanecimento rápido e plano. O sinal recebido, aqui denotado por  $r(t)$ , é dado por

$$r(t) = \alpha(t)s(t) + \eta(t), \quad (4)$$

em que  $\eta(t)$  representa o ruído aditivo que é modelado por um processo gaussiano branco, complexo, com média nula e variância controlada pela relação sinal-ruído (SNR) desejada na entrada do receptor. Além disso, o fator multiplicativo  $\alpha(t)$  é modelado por um processo gaussiano estacionário em sentido amplo com densidade espectral de potência, (DEP), dada por

$$G(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_D)^2}}, & \text{se } |f| \leq f_D \\ 0, & \text{se } |f| > f_D, \end{cases} \quad (5)$$

em que  $f_D$  é o máximo desvio Doppler [17]. A autocorrelação referente a esta DEP é mostrada na Figura 2 considerando  $f_D$  igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz. Considera-se também uma frequência de amostragem igual a 23,4 kbauds. Os pontos com correlação nula indicam as profundidades ideais para o entrelaçamento em cada caso.

No receptor (Figura 3),  $r(t)$  é primeiramente convertido para banda básica. O sinal obtido  $r_I(t)$  (equivalente passa-baixas) em um intervalo de sinalização é

$$r_I(t) = |\alpha_n(t)| e^{-j\phi_n(t)} s_I(t) + \eta(t), \quad nT_S \leq t \leq (n+1)T_S, \quad (6)$$

em que  $\eta(t)$  representa o ruído gaussiano branco complexo,  $|\alpha_n(t)|$  a amplitude da resposta impulsional (RI) do canal no instante de tempo  $t$ ,  $\phi_n(t)$  é o deslocamento de fase provocado pelo canal e  $s_I(t)$  o equivalente passa-baixas do sinal transmitido  $s(t)$ .

Após a eliminação da fase do desvanecimento (multiplicação de  $r_I(t)$  por  $e^{j\phi_n(t)}$ ), o vetor recebido, no  $n$ -ésimo intervalo de sinalização, aqui denotado por  $\tilde{r}_n$ , apresenta a seguinte forma

$$\tilde{r}_n = \alpha_n \mathbf{s}_n + \boldsymbol{\eta}_n, \quad (7)$$

sendo  $\mathbf{s}_n$  a representação vetorial do sinal transmitido no instante de tempo  $nT_S$  dada por

$$\mathbf{s}_n = x_n + jy_{n-k}. \quad (8)$$

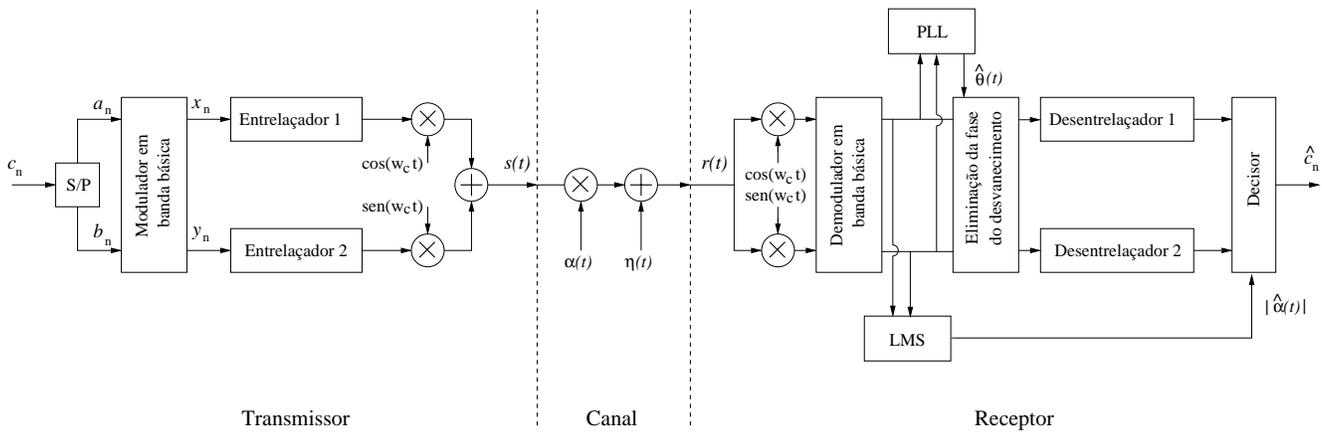


Figura 3: Diagrama de blocos do sistema simulado.

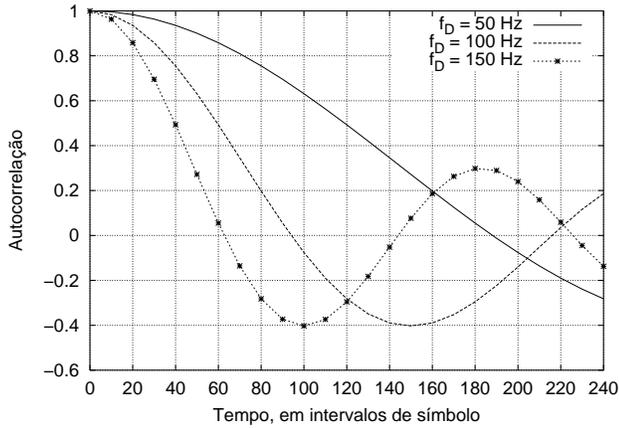


Figura 2: Autocorrelação do processo  $\alpha(t)$  para uma frequência de amostragem igual a 23,4 kbauds e vários valores de frequência Doppler ( $f_D$ ).

Além disso, os elementos do vetor complexo  $\eta_n$  são variáveis aleatórias gaussianas independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.) com média nula e variância  $N_0/2$ .

Depois do desentrelaçamento, o vetor recebido torna-se

$$\mathbf{r}_n = [\alpha_n x_n + \text{Re}\{\mathbf{z}_n\}] + j[\alpha_{n+k} y_n + \text{Im}\{\mathbf{z}_{n+k}\}] \quad (9)$$

que é então processado usando a detecção símbolo a símbolo. Na equação anterior  $\text{Re}\{\mathbf{x}\}$  e  $\text{Im}\{\mathbf{x}\}$  indicam a parte real e imaginária do número complexo  $\mathbf{x}$ , respectivamente.

Admitindo-se a transmissão de símbolos equiprováveis, o decisor ótimo, de posse das estimativas de  $|\alpha_n|$ , calcula a distância Euclidiana quadrática entre o sinal recebido e cada um dos quatro vetores do esquema QPSK (multiplicados pelas estimativas  $|\alpha_n|$ ), decidindo em favor do mais próximo a  $\mathbf{r}_n$ .

Considerando que o receptor seja capaz de estimar sem erro os valores de  $|\alpha(t)|$  e  $\phi(t)$  e que haja decorrelação entre os valores de  $\alpha_n$  e  $\alpha_{n+k}$ , mostrou-se em [14] que o ângulo de rotação

$\theta = \pi/7$  faz com que a probabilidade de erro de bit do sistema seja minimizada. Admitindo correlação entre  $\alpha_n$  e  $\alpha_{n+k}$ , pode-se obter, a partir do gráfico da autocorrelação do canal (Figura 2), o entrelaçamento ideal que atinge o desempenho apresentado em [14], caso o canal seja perfeitamente estimado.

### 3. ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO

No esquema proposto, as informações de módulo e fase do canal de comunicações são utilizadas em pontos distintos no receptor, como pode ser observado no receptor da Figura 3. A informação de fase é utilizada para compensação do deslocamento de fase provocado pelo canal. Esta operação é de fundamental importância para o bom desempenho do esquema proposto pois, basendo-se em simulações previamente realizadas, o erro de fase compromete o correto desentrelaçamento das componentes dos sinais transmitidos. Por isto, neste trabalho, o estimador de canal é composto por dois esquemas distintos para a detecção de fase e do módulo do canal. Estes esquemas são descritos a seguir.

#### 3.1. O Estimador de Módulo

O algoritmo LMS (*Least Mean Square*) foi utilizado para obter o módulo do desvanecimento por meio da seguinte equação recursiva

$$\hat{\alpha}(n+1) = \hat{\alpha}(n) + \mu \mathbf{s}(n) \mathbf{e}^*(n), \quad (10)$$

sendo  $\mu$  o passo do algoritmo e  $\mathbf{e}(n) = \mathbf{r}_n - \hat{\alpha}_n \hat{\mathbf{s}}(n)$ . Durante o treinamento a estimativa do sinal  $\hat{\mathbf{s}}(n) = \mathbf{s}(n)$ , após o treinamento, este símbolo é fornecido pelo decisor.

#### 3.2. O Estimador de Fase

Neste trabalho, a estimação da fase do desvanecimento foi feita por meio de um filtro recursivo, mais precisamente, utilizou-se um PLL (*Phase-Lock Loop*) de 1ª ordem, cuja expressão de atualização de fase é dada por

$$\hat{\phi}(n+1) = \hat{\phi}(n) + \kappa u_\phi(n), \quad (11)$$

em que a constante  $\kappa$  é o passo (ou ganho) do filtro recursivo e  $u_\theta(n)$  representa um detetor de erro de fase, dado por

$$u_\theta(n) = \text{Im}[e^{-j\hat{\phi}(n)} \mathbf{s}_n^* \mathbf{r}_n]. \quad (12)$$

O objetivo do PLL é maximizar a função de verossimilhança da fase, fazendo com que a saída do detetor de erro de fase seja nula. Apesar de sua simplicidade, a utilização deste esquema de detecção de fase levou a resultados satisfatórios, como pode ser observado na Seção 4. Uma descrição mais detalhada sobre este algoritmo pode ser encontrada em [18].

## 4. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações do esquema descrito neste artigo. Foram implementados programas em Linguagem C e o desempenho do sistema foi obtido segundo o Método de Monte Carlo. Em todas as simulações utilizou-se uma frequência de amostragem igual a 23,4 kbauds e um número mínimo de  $10^4$  realizações do canal para cada valor de probabilidade de erro investigado.

A partir da Figura 2 verifica-se que quanto menor for a  $f_D$ , maior deve ser a profundidade ideal do entrelaçador. Se o desempenho do esquema proposto for muito sensível ao efeito da correlação do canal, a aplicabilidade da técnica seria drasticamente comprometida, tendo em vista o aumento nos requisitos de memória e de atraso no processamento. Diante disto, o primeiro conjunto de simulações foi utilizado para verificar o impacto da correlação de canal (em decorrência do efeito Doppler) no desempenho do sistema proposto.

Na Figura 4 são apresentadas as curvas de probabilidade de erro de bit do sistema, com e sem rotação, em função da profundidade do entrelaçamento, admitindo-se  $f_D = 100$  Hz e ausência de erros de estimação do canal. Observando a Figura 2, nota-se que a curva de autocorrelação para esta frequência Doppler apresenta o seu primeiro zero em torno de 93 intervalos de símbolo. Contudo, de acordo com as curvas da Figura 4, percebe-se que um ganho considerável, em termos da probabilidade de erro de bit, pode ser alcançado com uma profundidade no entrelaçamento de apenas 55 símbolos, ou seja, com aproximadamente 60% de correlação. Logo, para  $f_D = 100$  Hz, o valor de entrelaçamento  $k = 55$  símbolos corresponde a uma boa solução de compromisso entre probabilidade de erro de bit e atraso para o sistema proposto.

Este resultado é muito importante, pois atrasos de decisão comprometem significativamente o desempenho dos esquemas de estimação de canal. Observa-se também que para  $\theta = 0$  (esquema sem rotação), o desempenho do sistema fica insensível à profundidade do entrelaçamento pois não há redundância entre as componentes em fase e em quadratura dos símbolos transmitidos, essas curvas foram incluídas na Figura 4 como referência.

O segundo conjunto de simulações foi realizado com o intuito de verificar o desempenho do sistema proposto levando-se em consideração a presença dos estimadores de canal descritos na Seção 3. As simulações foram realizadas considerando-se a constelação sem rotação ( $\theta = 0$ ) e com rotação ( $\theta = \pi/7$ ). Para evitar a propagação dos erros de decisão, os dados foram divididos em blocos com 50 símbolos de treinamento e 200 símbolos de informação, resultando em uma vazão de 80%.

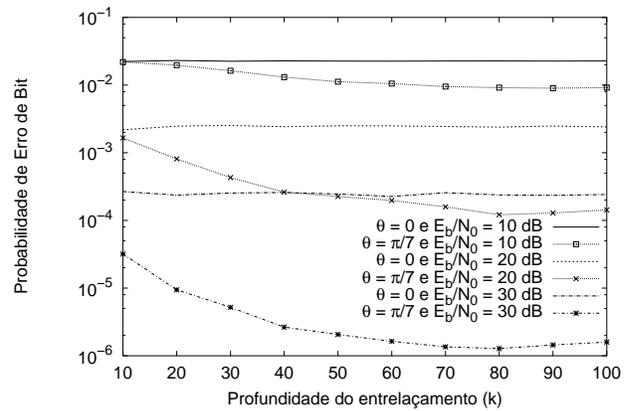


Figura 4: Probabilidade de erro de bit para o esquema proposto em função da profundidade do entrelaçamento ( $k$ ), considerando  $f_D = 100$  Hz.

Os passos dos algoritmos para estimação da fase e da amplitude foram estabelecidos, mediante simulação computacional, para cada valor de máximo desvio Doppler, ( $f_D$ ), a partir das curvas de probabilidade de erro do sistema. Para obtenção dos passos do LMS e do PLL, a seguinte estratégia foi empregada: na determinação de  $\mu$  admitiu-se estimação perfeita da fase e na determinação de  $\kappa$ , por outro lado, admitiu-se estimação perfeita da amplitude. É importante ressaltar que este procedimento foi efetuado para a transmissão com os dois ângulos considerados, o que permite uma avaliação adequada dos esquema proposto.

Devido à presença de ruído do gradiente, para um determinado valor de  $f_D$ , o passo ótimo muda de acordo com o valor da razão entre o energia de bit e potência do ruído ( $E_b/N_0$ ). Em consequência disto, adotou-se uma solução de compromisso para a faixa de  $E_b/N_0$  simulada. Os valores dos passos utilizados são mostrados nas Tabelas 1(a) e 1(b).

	$f_D = 50$ Hz	$f_D = 100$ Hz	$f_D = 150$ Hz
$\mu$	0,5	0,5	0,5
$\kappa$	0,8	0,9	1,0

(a) constelação sem rotação ( $\theta = 0$ )

	$f_D = 50$ Hz	$f_D = 100$ Hz	$f_D = 150$ Hz
$\mu$	0,25	0,4	0,6
$\kappa$	0,6	0,7	0,7

(b) constelação com rotação ( $\theta = \pi/7$ )

Tabela 1: Valores de passo do LMS ( $\mu$ ) e do PLL( $\kappa$ ) utilizados nas simulações.

Os resultados das simulações são apresentados nas Figuras 5, 6 e 7. As curvas foram obtidas para um entrelaçamento de 100 símbolos e considerando  $f_D$  igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz, res-

pectivamente. Observa-se que, em todos os casos apresentados, o desempenho do esquema com rotação é sempre superior ao desempenho do esquema sem rotação.

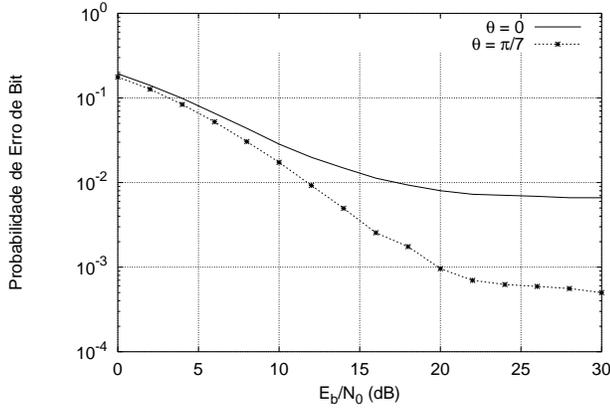


Figura 5: Probabilidade de erro de bit para o esquema proposto em função de  $E_b/N_0$ , considerando  $f_D = 50$  Hz.

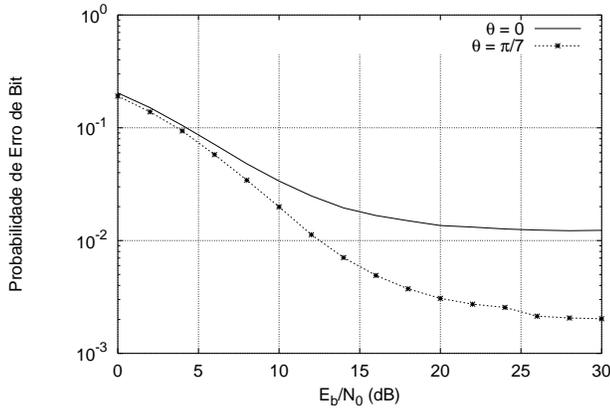


Figura 6: Probabilidade de erro de bit para o esquema proposto em função de  $E_b/N_0$ , considerando  $f_D = 100$  Hz.

Qualitativamente os resultados apresentados nas Figuras 5, 6 e 7 são semelhantes, apresentando o efeito de probabilidade de erro irreduzível (PEI), comportamento típico nesses cenários, em função dos erros de estimação e acompanhamento da RI do canal de comunicação, o qual pode ser reduzido com o uso de procedimentos de filtragem mais robustos e sofisticados, como, por exemplo, filtragem de Kalman [16]. Porém, em todos os casos simulados o desempenho do sistema com rotação ( $\theta = \pi/7$ ) supera o desempenho do sistema sem rotação ( $\theta = 0$ ), reduzindo bastante o nível de PEI para os três casos avaliados. Por exemplo, considerando-se  $f_D = 50$  Hz, o patamar de erro irreduzível caiu de  $7 \times 10^{-3}$  para  $5 \times 10^{-4}$ .

Pode-se observar também, a partir das Figuras 5, 6 e 7 que o desempenho do sistema, tanto para  $\theta = 0$  quanto para  $\theta = \pi/7$ , diminui com o aumento da frequência Doppler. Isto ocorre devido ao fato de que quanto maior  $f_D$  mais rápida é a variação do canal

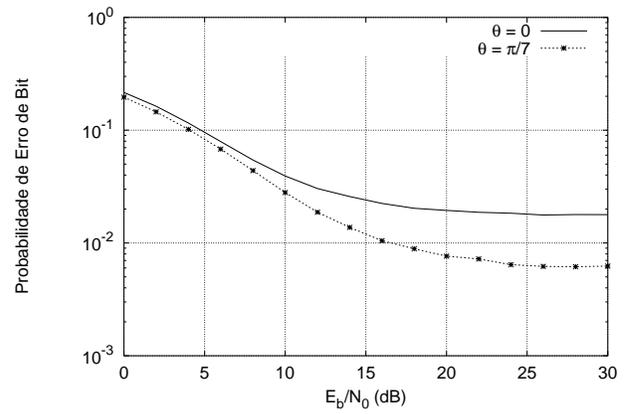


Figura 7: Probabilidade de erro de bit para o esquema proposto em função de  $E_b/N_0$ , considerando  $f_D = 150$  Hz.

ao longo da transmissão, esta característica faz com que os erros de estimação de canal, tanto em módulo quanto em amplitude, sejam mais intensos em situações que apresentem altos valores de  $f_D$ . Em particular, observa-se que o menor ganho relativo de desempenho entre os dois esquemas ocorre para  $f_D = 150$  Hz, mostrando claramente a influência dos erros de estimação no desempenho do sistema proposto. Contudo, mesmo para este valor de  $f_D$ , o desempenho do sistema com rotação é superior ao do esquema com  $\theta = 0$ .

## 5. CONCLUSÃO

Neste trabalho apresentou uma análise de desempenho de um esquema que combina rotação de constelações e entrelaçamento, considerando o canal de comunicação está sujeito ao desvanecimento, utilizando os algoritmos de estimação LMS e PLL.

Mostrou-se, por meio de simulações, que o ganho de desempenho é mantido mesmo na presença de erros de estimação. Foi investigado o compromisso entre a probabilidade de erro desejada e o atraso introduzido no sistema pelo entrelaçamento, levando-se em consideração o impacto do efeito Doppler no desempenho do sistema proposto.

Como continuação deste trabalho, os autores pretendem investigar o comportamento do esquema proposto em canais com seletividade em frequência e também a implementação de algoritmos de estimação mais robustos, como por exemplo, o filtro de Kalman.

## 6. AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de expressar os agradecimentos ao CNPq pelo apoio financeiro ao trabalho.

## 7. REFERÊNCIAS

- [1] Seshadri, N. and Sundberg, C. W. "Multilevel Trellis Coded Modulations for the Rayleigh Fading Channel". *IEEE Trans. Communications*, vol. 41, no. 9, September 1993.

- [2] Wu, J. and Lin, S. "Multilevel Trellis MPSK Modulation Codes for the Rayleigh Fading Channel". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, no. 9, September 1993.
- [3] Foschini, G. J. and Gans, M. J. "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas". *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311, March 1998.
- [4] Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A. R. "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, March 1998.
- [5] Wittneben, A. "A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme for Linear Digital Communications". *Proc. IEEE ICC'93*, pp. 1630–1634, 1993.
- [6] Tarokh, V., Naguib, A., Seshadri, N. and Calderbank, A. R. "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criteria in the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility and Multiple Paths". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 2, pp. 199–207, February 1999.
- [7] Winters, J. H. and Gitlin, R. D. "The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communications Systems". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 2/3/4, pp. 1740–1751, February/March/April 1994.
- [8] Tzannes, M. A. and Tzannes, M. C. "Bit-by-Bit Channel Coding Using Wavelets". *Proceedings of the IEEE GLOBECOM'92*, pp. 684–688, April 1992.
- [9] Kerpez, K. J. "Constellations for Good Diversity Performance". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, no. 9, pp. 1412–1421, September 1993.
- [10] Slimane, S. B. "An Improved PSK Scheme for Fading Channels". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 2, pp. 703–710, May 1998.
- [11] Boutros, J. and Viterbo, E. "Signal Space Diversity: A Power- and Bandwidth-Efficient Diversity Technique for the Rayleigh Fading Channel". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 4, pp. 1453–1467, July 1998.
- [12] Jeličić, B. D. and Roy, S. "Design of Trellis Coded QAM for Flat Fading and AWGN Channels". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, pp. 192–201, February 1995.
- [13] Divsalar, D. and Simon, M. K. "The Design of Trellis Coded MPSK for Fading Channels: Performance Criteria". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, no. 9, pp. 1004–1012, 1988.
- [14] Lopes, W. T. A. and Alencar, M. S. "Space-Time Coding Performance Improvement Using a Rotated Constellation". In *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'2000)*, Gramado - RS, Brasil, Setembro 2000.
- [15] Lopes, W. T. A. and Alencar, M. S. "Performance of a Rotated QPSK Based System in a Fading Channel Subject to Estimation Errors". In *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC'2001)*, Belém - PA, Brasil, Agosto 2001. *Accepted for publication.*
- [16] Haykin, S. S. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, 1991.
- [17] Proakis, J. G. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 1989.
- [18] Koufalis, P. "State Variable Approach to Carrier Phase Recovery and Fine Automatic Gain Control on Flat Fading Channels". Master thesis, University of South Australia, 1996.