

Modelamento Markoviano para Transmissão de Símbolos Não Binários Usando Sistemas OFDM em Canais Seletivos em Frequência

Igor Moreira e Cecilio Pimentel

Resumo— Este trabalho avalia a pertinência de utilizar-se um modelo de canal de estados finitos Markovianos, mais especificamente o canal Gilbert-Elliott (GEC), de modo a reproduzir o comportamento de um sistema de comunicações discreto, baseado no padrão IEEE 802.11, com modulação OFDM e desvanecimento seletivo em frequência. É modelada uma sequência de erro de símbolo produzida pela transmissão de palavras-código de um codificador Reed-Solomon concatenado externamente ao sistema discreto. A precisão do modelo, cujos parâmetros são calculados utilizando-se o algoritmo de Baum-Welch, será avaliada comparando-se algumas estatísticas produzidas pelo sistema de comunicações e pelo GEC.

Palavras-Chave— Canais de estados finitos Markovianos, desvanecimento seletivo em frequência, estimação de parâmetros, probabilidade de erro.

Abstract— This paper evaluates the relevance of using a finite state Markov channel, more specifically the Gilbert-Elliott channel (GEC) in order to reproduce the behavior of a discrete communications system, based on the IEEE 802.11 standard, with OFDM modulation and frequency-selective fading. Symbol errors generated by the transmission of codewords produced by a Reed-Solomon encoder, outer concatenated to the discrete system, are modeled. The accuracy of the GEC, whose parameters are estimated using the Baum-Welch algorithm, is evaluated by comparing some statistics generated by the communication system and by the GEC.

Keywords— Finite-state Markovian channels, frequency-selective fading, parameters estimation, error probability.

I. INTRODUÇÃO

A caracterização de canais sem fio por processos Markovianos tem por principal objetivo reproduzir as propriedades estatísticas das sequências de erros oriundas das condições de propagação, uma vez que esses erros possuem uma correlação temporal, ou seja, não são independentes. Essa correlação é denominada de memória do canal. Modelos FSMCs (*finite state Markov channels*) binários são considerados para modelar a transmissão de pacotes em uma camada física de um sistema de comunicações [1], [2]. Neste caso, o FSMC caracteriza uma correlação na transmissão de pacotes transmitidos corretamente (representado pelo bit 0) ou erroneamente (pelo bit 1). Em [1], foi considerado o modelamento FSMC de um sistema de comunicação discreto (denominado neste trabalho de SCD) com entrada e saída binárias baseado no padrão IEEE 802.11

[3] que compreende um codificador convolucional, modulador OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*), canal com desvanecimento seletivo em frequência, equalizador e decodificador baseado no algoritmo de Viterbi. Em [1], mostrou-se que o GEC não reproduz satisfatoriamente a sequência de pacotes (de comprimentos variando entre 500 e 1400 bytes) produzidas pelo SCD e foram propostos modelos de ordem superior para este modelamento. A caracterização do SCD por FSMCs também foi considerada em [2] também resultando em modelos de ordem superior ao GEC.

Com o intuito de aumentar a robustez do sistema de comunicações, este artigo considera a transmissão de palavras-código de um código Reed-Solomon (RS) concatenado a um SCD. O código RS é não binário com símbolos pertencentes ao campo de Galois $GF(2^b)$. Um objetivo deste trabalho é prover ferramentas analíticas para avaliar a probabilidade de uma palavra-código ser transmitida corretamente pelo SCD. Para tal, desenvolve-se inicialmente modelos FSMC binários para a transmissão de símbolos RS em um SCD (pacotes de b bits que é a representação binária de um elemento do campo). Então, o bit 0 representa que a decodificação foi correta e o bit 1 que a decodificação foi errônea. Portanto, esta sequência é denominada sequência de erro de símbolo. Um outro objetivo é averiguar a pertinência da utilização do GEC para modelar a sequência de erro de símbolo produzida pelo SCD. Modelos GEC são tabelados para várias condições de propagação do canal com desvanecimento seletivo em frequência do SCD. A precisão do modelo GEC, cujos parâmetros são calculados utilizando-se o algoritmo de Baum-Welch, é avaliada comparando-se algumas estatísticas produzidas pelo GEC e pelo SCD, tal como a função autocorrelação, da probabilidade de ocorrer uma sequência com m transmissões corretas, dado uma incorreta, e da probabilidade do SCD produzir m símbolos errados em um bloco de comprimento n .

O restante deste trabalho está organizado em três seções, sendo que a Seção II detalha algumas propriedades do GEC, bem como descreve o SCD considerado. Na Seção III são explicitados os parâmetros do GEC para várias condições de propagação do SCD e são mostrados os resultados do modelamento. Por fim, na Seção IV são indicadas as conclusões deste trabalho.

II. CANAIS DE COMUNICAÇÃO

A. O Canal Gilbert-Elliott

Sejam os processos de entrada e saída de um canal binário, expressos como uma função de um processo de erro $\{z_k\}$

Igor Moreira, Agência Nacional de Telecomunicações, Brasília-DF, email: igormoura@anatel.gov.br. Cecilio Pimentel, CODEC/DES/UFPE, Recife-PE, email: cecilio@ufpe.br.

Este trabalho recebeu suporte do CNPq e FACEPE.

da forma $y_k = x_k \oplus z_k$, em que \oplus denota soma módulo 2 e $\{x_k\}$ e $\{y_k\}$ os processos binários de entrada e de saída do canal, respectivamente. O GEC [4], [5] consiste de uma cadeia de Markov estacionária, homogênea, com dois estados. Quando a cadeia se encontra no estado 0, z_k é igual a 1 (erro) com probabilidade P_G , ou 0 (sem erro) com probabilidade $1 - P_G$. Quando a cadeia se encontra no estado 1, z_k é igual a 1 com probabilidade P_B , ou 0 com probabilidade $1 - P_B$. Por definição, $P_G < P_B$ e, por isso, os estados 0 e 1 são chamados de estados “bom” e “ruim”, respectivamente. As probabilidades de transição da cadeia de Markov são $p_{0,1} = Q$ e $p_{1,0} = q$. A matriz de transição de probabilidade é denotada por \mathbf{P} . Define-se a matriz $\mathbf{P}(0)$ com o (i, j) -ésimo elemento igual a probabilidade do canal transicionar do estado i para o estado j e gerar o símbolo z_k igual a zero. Uma definição similar é válida para a matriz $\mathbf{P}(1)$, para z_k igual a 1. O vetor de estados estacionários é representado por $\mathbf{\Pi}$. As matrizes para o modelo GEC são dadas por:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 - Q & Q \\ q & 1 - q \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} (1 - Q)(1 - P_G) & Q(1 - P_B) \\ q(1 - P_G) & (1 - q)(1 - P_B) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{P}(1) = \begin{bmatrix} (1 - Q)P_G & QP_B \\ qP_G & (1 - q)P_B \end{bmatrix}. \quad (3)$$

B. Descrição do Sistema de Comunicações

Esta seção descreve um sistema de comunicação discreto (denominado de SCD) baseado na norma IEEE 802.11 [3], como ilustrado na Fig. 1. A entrada e a saída do SCD são sequências binárias denotadas por $\mathbf{d} = (d_0, d_1, \dots)$ e $\hat{\mathbf{d}} = (\hat{d}_0, \hat{d}_1, \dots)$, respectivamente. Este sistema é composto por um codificador convolucional, um entrelaçador, um modulador OFDM com símbolos PSK/QAM em cada uma das N subportadoras e um canal com desvanecimento seletivo em frequência, correlacionado no tempo, com ruído aditivo gaussiano branco. Na recepção, o sinal recebido passa por um equalizador, depois pelo demodulador OFDM, sendo então desentrelaçado e decodificado pelo algoritmo de Viterbi. A seguir, serão descritos os blocos mostrados na Fig. 1.

O esquema de codificação convolucional utilizado possui taxa $R = 1/2$ e 64 estados, sendo os polinômios geradores $G_1(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6$ e $G_2(D) = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6$. A ordem dos bits codificados é alterada por duas permutações realizadas pelo entrelaçador, descrito em [3]. A primeira permutação garante que bits codificados adjacentes não sejam mapeados em portadoras adjacentes. A segunda garante que bits codificados adjacentes sejam mapeados alternativamente em bits menos significativos ou mais significativos da constelação.

Seja N o número de subportadoras. Para cada símbolo OFDM no tempo t , denota-se a sequência de dados modulada como $D_t(0), D_t(1), \dots, D_t(N - 1)$. Após a transformada

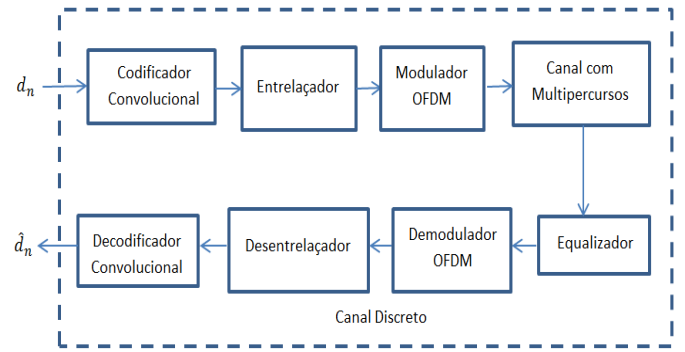


Fig. 1. Sistema de comunicação discreto (SCD) baseado no padrão IEEE 802.11.

inversa discreta de Fourier, o sinal OFDM no domínio do tempo pode ser expresso como

$$s_t(g) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} D_t(k) e^{j2\pi kg/N}, \quad g = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4)$$

onde $j^2 = -1$. Para cada símbolo OFDM, 4 subportadoras são reservadas para os sinais piloto, que visam tornar a detecção coerente mais robusta contra desvios de frequência e ruídos de fase. São utilizadas 48 subportadoras para transmissão de dados, resultando assim em 52 subportadoras de um total de 64. As subportadoras restantes são preenchidas com zeros. Um prefixo cíclico é adicionado ao símbolo OFDM com a função de mitigar a interferência intersimbólica [6].

O canal considerado é variante no tempo e seletivo em frequência com resposta ao impulso no instante t modelado como um filtro com resposta ao impulso finito com L estágios não nulos $h_t(g), g = 0, 1, \dots, L - 1$. Assim, a função de transferência deste filtro é expressa por:

$$H_t(k) = \sum_{g=0}^{L-1} h_t(g) e^{-j2\pi kg/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (5)$$

O sinal recebido, no tempo t , $r_t(g), g = 0, 1, \dots, N - 1$, após ter o prefixo cíclico removido, passa por uma transformada discreta de Fourier, o que resulta em

$$R_t(k) = \sum_{g=0}^{N-1} r_t(g) e^{-j2\pi kg/N} = H_t(k) D_t(k) + N_t(k) \quad (6)$$

em que $k = 0, 1, \dots, N - 1$ e $N_t(k)$ são variáveis aleatórias Gaussianas complexas, independentes e identicamente distribuídas para todo t e k , com média zero e variância $N_0/2$ por dimensão. Neste trabalho, para cada tempo t , assume-se que os coeficientes dos estágios do canal $h_t(g), g = 0, 1, \dots, L - 1$, são variáveis aleatórias complexas mutuamente independentes, as quais podem ser expressas da forma $h_t(g) = |h_t(g)| e^{j\phi_t(g)}$. As fases $\phi_t(g)$, são mutuamente independentes, uniformemente distribuídas em $[0, 2\pi)$ e são independentes da amplitude $|h_t(g)|$, que é modelada pela função densidade de probabilidade Rayleigh:

$$p_{|h_t(g)|}(r) = \frac{2r}{\Omega_g} e^{-\frac{r^2}{\Omega_g}}. \quad (7)$$

O perfil de potência dos multipercursos Ω_g , utilizado em (7), tem decaimento exponencial:

$$\Omega_g = \Omega_0 e^{-\frac{gT_s}{\tau_m}}, \quad g = 0, \dots, L-1$$

em que τ_m é o valor médio quadrático do perfil de potência dos multipercursos, $E[|h_t(g)|^2] = \Omega_g$, onde $E[\cdot]$ denota o valor esperado. O valor de Ω_0 é escolhido tal que

$$\sum_{g=0}^{L-1} \Omega_g = 1. \quad (8)$$

Para um dado estágio g , as componentes complexas do desvanecimento $G_t^I(g)$ e $G_t^Q(g)$, em que $h_t(g) = G_t^I(g) + jG_t^Q(g)$, têm a mesma função covariância $C(\tau)$:

$$E[G_t^I(g) + G_{t+\tau}^I(g)] = E[G_t^Q(g) + G_{t+\tau}^Q(g)] = C(\tau).$$

Adota-se neste trabalho o modelo de correlação de Clarke, no qual $C(\tau) = 0,5 J_0(2\pi f_D \tau)$ [7], em que J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero e f_D é a máxima frequência Doppler. O sinal recebido, após passar pela transformada discreta de Fourier, passa por um equalizador ideal $H_t^{eq}(k) = 1/H_t(k)$, com o objetivo de atenuar o efeito da interferência inter-simbólica causada pelo atraso das componentes de multipercursos. Na sequência, o sinal é desentrelaçado com a aplicação das expressões de permutação inversas e, em seguida, é decodificado com o uso do algoritmo de Viterbi.

C. Codificador Reed-Solomon

Com o intuito de aumentar a robustez do sistema de comunicações, foi utilizado um código RS externo, concatenado ao SCD ilustrado na Fig. 1, resultando em um sistema mostrado na Fig. 2. O codificador RS utiliza símbolos que estão sobre o campo de Galois $\text{GF}(2^b)$, em que as palavras código são de comprimento $n = 2^b - 1$ símbolos e possuem w símbolos de informação. O código pode corrigir até $t = \lfloor (n - w)/2 \rfloor$ símbolos.

Considera-se $\mathbf{c} = (c_0, \dots, c_{n-1})$ uma palavra-código em que $c_k \in \text{GF}(2^b)$, $k = 0, \dots, n-1$. Cada símbolo c_k é mapeado em uma sequência binária de b bits, $c_k = (c_{k1}, c_{k2}, \dots, c_{kb})$, sendo a representação do espaço vetorial dos elementos do campo. Cada bit de c_k é transmitido pelo SCD (representado pela notação d_k na Fig. 1), resultando em uma sequência recebida $\mathbf{r} = (r_0, \dots, r_{n-1})$ na entrada do decodificador RS. Constitui-se uma sequência binária de erros de símbolo $\{z_k\}_{k=0}^{\infty}$ em que o evento $z_k = 0$ indica que o k -ésimo símbolo transmitido é recebido corretamente ($c_k = r_k$). Em contrapartida, $z_k = 1$ indica que o símbolo transmitido difere do recebido ($c_k \neq r_k$). Na próxima seção, desenvolvem-se modelos GEC para caracterizar essa sequência de erros de símbolo. Uma vez determinado o modelo, é possível estudar teoricamente o desempenho do código RS concatenado a um SCD.



Fig. 2. Sistema de comunicações com codificador RS.

TABELA I

VALORES DOS PARÂMETROS OFDM PARA UMA BANDA DE 20 MHz.

Parâmetro	Valor
N_{SD} : número de subportadoras de dados	48
N_{SP} : número de subportadoras piloto	4
N_{ST} : número de subportadoras total	64
Δ_F : banda da subportadora	0,3125 MHz (20 MHz/64)
T_{FFT} : período da subportadora	3,2 μ s ($1/\Delta_F$)
T_{GI} : duração do intervalo de guarda	0,8 μ s ($T_{FFT}/4$)
T_s : intervalo total de duração do símbolo	4 μ s ($T_{GI} + T_{FFT}$)

III. RESULTADOS

A. Parâmetros Utilizados

Este trabalho considera um espaçamento de canal de 20 MHz, sendo os parâmetros do sistema OFDM que dependem desse espaçamento descritos na Tabela I. A modulação adotada é QPSK com energia média por bit transmitido E_b . A relação sinal ruído (SNR) média recebida em cada subportadora é dada por:

$$\frac{E_b}{N_0} \sum_{g=0}^{L-1} \Omega_g$$

o que, com a condição (8), corresponde a $\text{SNR} = E_b/N_0$.

Considera-se que o sistema opera na faixa de frequência $f = 2,4$ GHz. Logo, o comprimento de onda é $\lambda = 0,125$ m. Considerando-se uma velocidade máxima $v = 5,4$ km/h = 1,5 m/s do receptor em relação ao transmissor, então a máxima frequência Doppler é $f_D = v/\lambda = 12$ Hz. Dois valores de τ_m foram considerados, 100 ns (com $L = 20$ e $\Omega_0 = 0,393$) e 200 ns (com $L = 40$ e $\Omega_0 = 0,221$), que correspondem aos atrasos dos multipercursos em ambientes *indoor*, e suburbano, respectivamente [6]. Os sistemas obtidos com estes parâmetros são denominados de SCD-1 e SCD-2, respectivamente. Os códigos RS usam $b = 8$.

B. Modelamento GEC

O primeiro passo para calcular os parâmetros do GEC é a simulação do SCD da Fig. 1 com parâmetros fixos. Assim, obtém-se uma sequência de erro binária deste SCD, isto é, $e_k = d_k \oplus \hat{d}_k$. As sequências utilizadas neste trabalho possuem comprimento $S = 10^6$ bits. A partir desta sequência binária gera-se a sequência binária de erro de símbolo $\{z_k\}$ da seguinte forma. A sequência $\{e_k\}$ é dividida em subsequências de comprimento b bits. Se a k -ésima subsequência é composta por b zeros consecutivos, então o símbolo RS correspondente é recebido corretamente, o que é indicado por $z_k = 0$. Caso contrário, o símbolo recebido difere do símbolo RS transmitido, então $z_k = 1$.

A sequência de erro de símbolo $\{z_k\}$ é a entrada do algoritmo Baum-Welch [8] que estima os valores dos parâmetros

TABELA II
CONDIÇÕES INICIAIS DO BAUM-WELCH PARA PARAMETRIZAR UM MODELO GEC.

Q	q	P_G	P_B	Condição
0,01	0,01	0,01	0,01	1
0,001	0,001	0,001	0,01	2
0,005	0,05	0,05	0,5	3
0,001	0,01	0,01	0,1	4
0,01	0,01	0,01	0,1	5

TABELA III
VALORES DOS PARÂMETROS DO GEC QUE MODELAM O SCD-1.

SNR	Q	q	P_G	P_B
3	0,0542	0,1898	0,0014	0,9660
5	0,0331	0,2517	0,0007	0,9509
8	0,0146	0,2977	0,00049	0,7947
10	0,0074	0,1843	0,0004	0,4891
12	0,0043	0,1537	0,0001	0,3493
15	0,0018	0,1076	0,0001	0,2218
20	0,0005	0,0932	0,00002	0,1661

do modelo GEC. Para tanto, utiliza-se cinco condições iniciais descritas na Tabela II, sendo o número de iterações (para cada condição inicial) arbitrariamente fixado em 20. Verifica-se que, à exceção da condição 1, os parâmetros obtidos com as outras condições iniciais convergem para valores aproximados. Com intuito de verificar qual modelo GEC é capaz de reproduzir mais fidedignamente a sequência de erro de símbolo do SCD, são comparadas algumas estatísticas do SCD obtidas por simulação com as do GEC obtidas teoricamente. Três estatísticas são consideradas:

- Função autocorrelação $R[m]$.
- Probabilidade de ocorrer uma sequência com m transmissões corretas, dado uma incorreta, $P(0^m | 1)$.
- Probabilidade do SCD produzir m símbolos errados em um bloco de comprimento n , $P(m, n)$.

As matrizes (1)-(3) são usadas para derivar expressões para estatísticas do GEC. Em [9] é mostrada uma fórmula recursiva para $R[m]$ e em [10] verifica-se como calcular $P(0^m | 1)$ para o GEC, ao passo que uma expressão recursiva para $P(m, n)$ está em [11]. Também é avaliada a probabilidade de uma decodificação de uma palavra-código sem sucesso, denominada de PCE, dada por:

$$PCE = 1 - \sum_{m=0}^t P(m, n).$$

Com o objetivo de investigar se existe memória na sequência de erro de símbolo do SCD, modela-se essa sequência como um canal binário simétrico BSC (*binary symmetric channel*), o qual depende apenas de um parâmetro, a probabilidade de erro de símbolo $P_S = P(z_k = 1)$. Observa-se (figuras não mostradas) que as curvas das três estatísticas do GEC, obtidas com as condições iniciais 2, 3, 4 e 5, são indistinguíveis. Portanto, apenas a condição inicial 2 é considerada nas comparações, sendo que os parâmetros calculados com essa condição, para sete valores de SNR, estão dispostos na Tabela III.

As Fig. 3, 4 e 5 mostram, respectivamente, $R[m]$, $P(0^m | 1)$ e $P(m, n)$ para o SCD-1, o GEC e o BSC, para SNR igual a

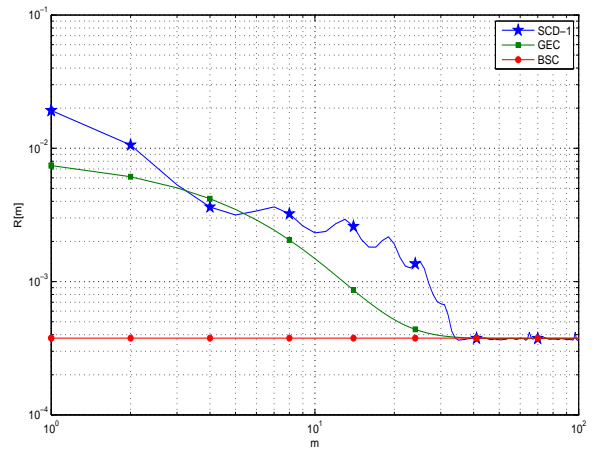


Fig. 3. Comparação da função autocorrelação de três canais, SCD-1, GEC e BSC, para SNR=10 dB.

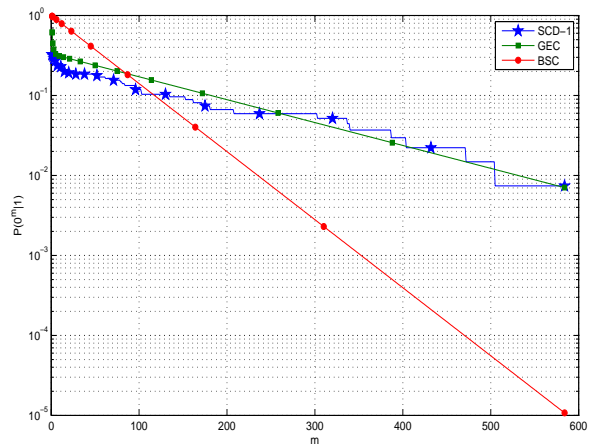


Fig. 4. Comparação da probabilidade $P(0^m | 1)$ de três canais, SCD-1, GEC e BSC, para SNR=10 dB.

10 dB. Observando-se as curvas, fica claro que utilizar o BSC para modelar o SCD-1 implica em resultados imprecisos, haja vista que o comportamento deste, em nível de símbolos, possui uma memória que o BSC não consegue captar.

Na Fig. 6 é possível visualizar o comportamento da PCE em função da SNR, para os três modelos avaliados, para $n = 255$ e $t = 17$. Nota-se que GEC representa bem a curva do SCD-1 mas, no entanto, ambos distam razoavelmente do comportamento do BSC. O GEC mostra-se preciso para modelar o SCD-1, dado que as curvas das estatísticas de ambos canais estão sempre próximas. Esse comportamento também pode ser observado nos outros valores de SNR dispostos na Tabela III.

Situação semelhante é observada ao investigar-se o SCD-2, cujos parâmetros estão dispostos na Tabela IV. Na Fig. 7 é possível visualizar o comportamento da PCE em função da SNR, para os três modelos avaliados. Nota-se que GEC também representa a contento a curva do SCD-2, fato que mostra que este é um bom modelo para o caso apresentado.

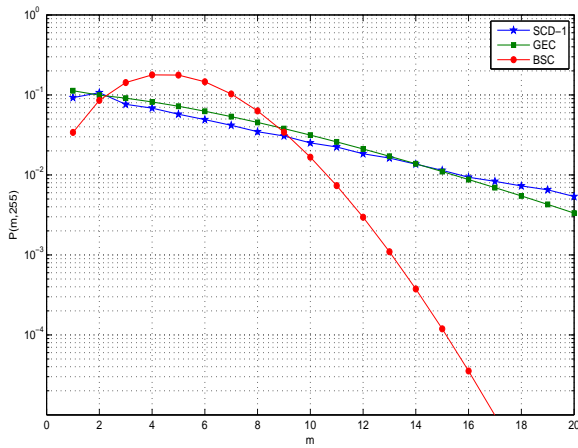


Fig. 5. Comparação da probabilidade $P(m, 255)$ de três canais, SCD-1, GEC e BSC, para $\text{SNR}=10$ dB.

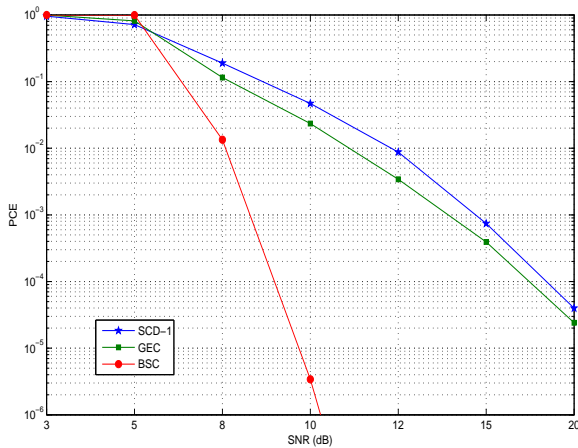


Fig. 6. PCE x SNR para três canais, SCD-1, GEC e BSC, para $n = 255$ e $t = 17$. Os parâmetros do GEC estão na Tabela III.

Observa-se, nas Fig. 6 e 7, que uma melhora significativa de desempenho é obtida se um entrelaçador ideal for incorporado entre o codificador RS e o SCD. Neste caso, o sistema entrelaçado é modelado por um BSC.

IV. CONCLUSÕES

Neste trabalho verificou-se que o canal GEC reproduz satisfatoriamente, em nível de símbolo, um sistema de comunicações discreto baseado no padrão IEEE 802.11 com um codificador RS externo concatenado. O GEC é robusto a diversas condições de multipercursos do canal físico. O estudo teórico do desempenho do sistema de comunicações com a incorporação de um entrelaçador não ideal entre o código RS e o SCD é um caminho promissor para ser investigado em um trabalho futuro.

REFERÊNCIAS

[1] K. Vieira and J. F. Rezende, "Accurate hidden Markov modeling of packet losses in indoor 802.11 networks," *IEEE Commun. Letters*, vol. 13, no. 6, June 2009.

TABELA IV

VALORES DOS PARÂMETROS DO GEC QUE MODELAM O SCD-2

SNR	Q	q	P_G	P_B
3	0,0655	0,2432	0,0008	0,9664
5	0,0374	0,3258	0,00049	0,9237
8	0,0155	0,2593	0,00030	0,5613
10	0,0081	0,1583	0,0003	0,3318
12	0,0050	0,1508	0,0001	0,2717
15	0,0024	0,1271	0,00007	0,2090
20	0,0010	0,1427	0,00003	0,1991

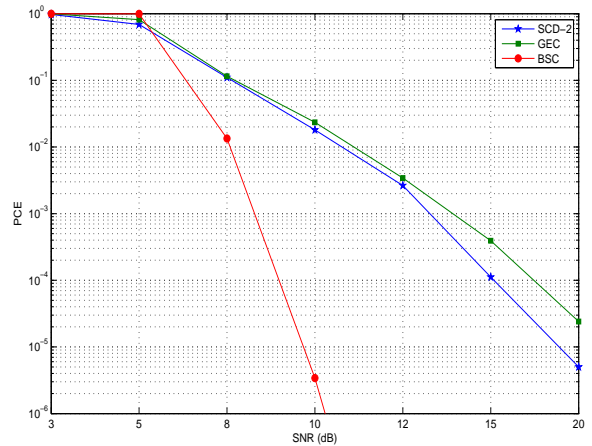


Fig. 7. PCE x SNR para três canais, SCD-2, GEC e BSC, para $n = 255$ e $t = 17$. Os parâmetros do GEC estão na Tabela IV.

- [2] R. Zhang and L. Cai, "Markov modeling for data block transmission of ofdm systems over fading channels," *IEEE ICC, Dresden*, pp. 1–5, Jun. 2009.
- [3] *IEEE 802.11 - Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, IEEE Computer Society Std., 2007.
- [4] E. N. Gilbert, "Capacity of a burst-noise channel," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 39, pp. 1253–1266, Sep. 1960.
- [5] E. O. Elliot, "Estimates of error rates for codes on burst-noise channels," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 42, pp. 1977–1997, Sep. 1963.
- [6] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, A. D. Panagopoulos, Ed. Cambridge University Press, 2005.
- [7] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, pp. 957–1000, 1968.
- [8] L. E. Baum, T. Petrie, G. Soules, and N. Weiss, "A maximization technique occurring in the statistical analysis of probabilistic functions of markov chains," *Annals of Mathematical Statistics*, vol. 41, Feb. 1970.
- [9] I. Moreira and C. Pimentel, "Estimação de parâmetros de canais Gilbert-Elliott," *Anais do XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Fortaleza, CE*, pp. 1–5, 2013.
- [10] W. H. Tranter, K. S. Shanmugan, T. S. Rappaport, and K. L. Kosbar, *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*. Prentice Hall, 2003.
- [11] R. Ramos and C. Pimentel, "Sobre o projeto do nível de entrelaçamento para transmissão de códigos de bloco em canais com memória," *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 18, no. 2, Dec. 2002.