

Probabilidade de Erro de Bit em Sistemas de Comunicação Digital na Presença de Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado

Évio da Rocha Araújo, Wamberto José de Lira Queiroz e Marcelo Sampaio de Alencar.

Resumo—Este artigo apresenta uma análise matemática de modelos para o ruído impulsivo AWGN. As duas principais classes são o AWGN gatilhado (GAWGN) e AWGN duplamente gatilhado (G^2 AWGN) e também é avaliada a influência em sistemas de modulação digital. Essa avaliação é feita por meio da probabilidade média de erro de *bit* e são obtidas as equações da probabilidade média de erro de *bit* para os sistemas de comunicação digital BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM e R-MQAM.

Palavras-Chaves—Ruído Impulsivo, GAWGN, G^2 AWGN, probabilidade de erro, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM, R-MQAM.

Abstract—This article presents a mathematical analysis of some models for the AWGN impulsive noise. The two main classes are the gated AWGN (GAWGN) and the gated gated AWGN (G^2 AWGN), and it is also assessed their influence on some systems of digital modulation. This assessment is made by the average probability of error bit and the equations are obtained from the average probability of bit error for digital communication systems BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM and R-MQAM.

Keywords—Impulsive noise, GAWGN, G^2 AWGN, error probability, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM, R-MQAM.

I. INTRODUÇÃO

O ruído impulsivo é de interesse para a área de comunicações e vem sendo estudado há décadas. Modelos para vários tipos de canais tais como: (*Asymmetrical Digital Subscriber Line*—ADSL), (*Power lines Communications*—PLC), comunicação sem fio, televisão digital [1], [2], [3] e radares, foram utilizados com o intuito de simular e desenvolver técnicas de combate aos seus efeitos. Um modelo que vem sendo muito utilizado em canais de televisão digital é o ruído impulsivo gaussiano aditivo branco gatilhado (*Gated Additive White Gaussian Noise*—GAWGN) devido a sua facilidade de implementação e análise, bem como sua boa aderência aos resultados medidos [4].

Modelo similar foi utilizado pelo grupo de pesquisa da BBC (*British Broadcasting Corporation*) para tornar possível a simulação do ruído impulsivo na indústria e nas empresas de telecomunicações, com o intuito de facilitar a avaliação

do desempenho dos equipamentos utilizados em sistemas de televisão e para facilitar o desenvolvimento de medidas para combater os seus efeitos nocivos [5].

Nos últimos anos, alguns autores utilizaram o modelo do ruído impulsivo GAWGN para avaliar o desempenho de sistemas de televisão digital. O trabalho realizado por Akamine *et al.* em 2006 propõe melhoria no sistema DVB-T. Nesse trabalho foi utilizado o modelo GAWGN com intervalos entre pulsos fixo em $10ms$ e duração dos pulsos variando de $10\mu s$ a $500\mu s$ [6] e na tese de doutorado de Hazmi, que introduziu uma nova técnica para mitigação do ruído impulsivo em sistemas de televisão digital [7].

Recentemente, no trabalho realizado por Matejka e Hladik, publicado em 2011, foi utilizado o modelo GAWGN nos testes iniciais realizados para medir a tolerância dos receptores DVB-T na presença do ruído impulsivo [8]. Uma das vantagens do modelo GAWGN é que ele facilita a simulação do ruído impulsivo comparado com os outros modelos encontrados na literatura.

Neste trabalho é avaliada a influência do ruído GAWGN gatilhado e duplamente gatilhado (*Gated Gated Additive White Gaussian Noise*— G^2 AWGN) em sistemas de modulação digital. Essa avaliação é feita por meio da probabilidade média de erro de *bit* e são obtidas as equações da probabilidade média de erro de *bit* para os seguintes esquemas de modulação digital: Modulação Binária por Deslocamento de Frequência (*Binary Frequency-Shift Keying* – BFSK), Modulação Binária por Deslocamento de Fase (*Binary Phase Shift Keying* – BPSK), Modulação em Quadratura por Deslocamento de Fase (*Quadrature Phase-Shift Keying* – QPSK), Modulação M-ária por Amplitude de Pulso (*M-ary Pulse Amplitude Modulation* – MPAM), Modulação M-ária por Deslocamento de Fase (*M-ary Phase-Shift Keying* – MPSK), Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Não Retangular (*Nonrectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – MQAM) e Modulação M-ária em Amplitude por Quadratura Retangular (*Rectangular M-ary Quadrature Amplitude Modulation* – MQAM-R), quando afetados pelos dois tipos de ruído.

São apresentados doze modelos do ruído impulsivo do tipo AWGN gatilhado, sendo que os seis primeiros modelos consideram apenas uma fonte de ruído gaussiano aditivo branco (*Additive White Gaussian Noise* – AWGN) que atua no sistema de forma intermitente, enquanto os seis últimos acrescentam uma segunda fonte de ruído AWGN independente que atua no sistema de maneira permanente.

Este artigo é organizado da seguinte forma. Na Seção II são

Évio da Rocha Araújo, Departamento de Eng. Elétrica da Escola Politécnica da Universidade de Pernambuco, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Pernambuco, Recife-PE, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande-PB, Brasil. Wamberto José de Lira Queiroz e Marcelo Sampaio de Alencar, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande-PB, Brasil, E-mails: evio.araujo@ee.ufcg.edu.br, wamberto@dee.ufcg.edu.br e malencar@dee.ufcg.edu.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq.

apresentadas as definições utilizadas no trabalho. A Seção III descreve o modelo matemático desenvolvido, a Função de Autocorrelação e a Densidade Espectral de Potência – DEP. Na Seção IV é determinada a probabilidade média de erro de *bit* para os sistemas BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM e R-MQAM. Alguns gráficos da probabilidade de erro de *bit* para o sistema 16-QAM são apresentados na Seção V. Na Seção VI são apresentados outros modelados derivados do modelo proposto. As conclusões são apresentadas na Seção VII.

II. DEFINIÇÕES

A. Ruído Impulsivo Puro

Neste trabalho o ruído impulsivo é considerado puro quando ele é gerado por uma única fonte. É representado por

$$\eta_T(t) = c_1(t)c_2(t)\eta_i(t), \quad (1)$$

em que $c_1(t)$ é a função que controla os surtos do ruído impulsivo, $c_2(t)$ é a função que controla os pulsos presentes nos surtos, determinado a sua duração e instantes de ocorrência e $\eta_i(t)$ é um processo aleatório AWGN de média nula e densidade espectral de potência $N_i/2$. Os surtos são caracterizados pela ocorrência de dois ou mais pulsos em sequência em um determinado intervalo de tempo.

B. Ruído Impulsivo Composto

O ruído impulsivo é considerado composto quando é gerado por duas fontes de ruído e representado por

$$\eta_T(t) = \eta_g(t) + c_1(t)c_2(t)\eta_i(t), \quad (2)$$

em que $\eta_g(t)$ é um ruído AWGN não gatilhado, presente constantemente no sistema.

C. Ruído Impulsivo AWGN Gatilhado ou Simples (GAWGN)

Neste trabalho o ruído impulsivo AWGN é denominado gatilhado ou simples quando ocorrem pulsos independentes uns dos outros e é representado por

$$\eta_T(t) = c_3(t)\eta_g(t) + c_1(t)c_2(t)\eta_i(t), \quad (3)$$

em que $c_1(t) = 1$ e $c_3(t) = 0$ ou 1 determina se o ruído impulsivo AWGN gatilhado ou simples é respectivamente puro ou composto.

D. Ruído Impulsivo AWGN Duplamente Gatilhado ou em Surtos (G^2 AWGN)

Neste trabalho o ruído impulsivo AWGN é denominado duplamente gatilhado ou em surtos quando ocorrem sequências de dois ou mais pulsos e é representado por

$$\eta_T(t) = c_3(t)\eta_g(t) + c_1(t)c_2(t)\eta_i(t), \quad (4)$$

em que $c_3(t) = 0$ ou 1 determina se o ruído impulsivo AWGN duplamente gatilhado ou em surtos é respectivamente puro ou composto.

A análise matemática é feita apenas para o modelo G^2 AWGN com surtos e pulsos aleatórios porque ele incorpora os outros modelos.

III. RUÍDO IMPULSIVO G^2 AWGN COMPOSTO COM OCORRÊNCIA ALEATÓRIA DOS SURTOS E DOS PULSOS

Este modelo consiste em amostras do ruído AWGN, representado por $\eta_i(t)$, gerado por uma fonte de ruído e adicionadas ao ruído gerado por uma outra fonte independente de ruído AWGN, representada por $\eta_g(t)$. As amostras são obtidas multiplicando $\eta_i(t)$ por dois sinais de controle, $c_1(t)$ com amplitude unitária e período T_1 e $c_2(t)$ com amplitude unitária e período T_2 . O tempo que a onda quadrada $c_1(t)$ assume valor unitário é βT_1 e o tempo que a onda quadrada $c_2(t)$ assume valor unitário é αT_2 , em que T_1 e βT_1 são múltiplos inteiros de T_2 . Assim a relação entre βT_1 e T_2 determina o número de pulsos de cada surto. O sinal final obtido é uma sequência de surtos de amostras do ruído AWGN com duração βT_1 em que cada pulso tem uma duração de αT_2 . Os sinais de controle $c_1(t)$ e $c_2(t)$ assumem valores 0 e 1 de forma aleatória, os surtos ocorrem de forma aleatória bem como o número de pulsos em cada surto.

A. Modelo Matemático

Este modelo é representado pela Equação 2, e o sinal de controle $c_1(t)$ assume valores 0 e 1 de forma aleatória e é representado por uma sequência de pulsos

$$c_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_{R_1}(t - kT_1), \quad (5)$$

em que $P_{R_1}(t)$ denota um pulso retangular de duração R_1 e amplitude unitária e m_k é o k -ésimo símbolo tomado no alfabeto $\{0, 1\}$, com distribuição de probabilidade $p(m_k = 1) = p_1$ e $p(m_k = 0) = 1 - p_1$. O sinal de controle $c_2(t)$ também assume valores 0 e 1 de forma aleatória e é representado por outra sequência de pulsos

$$c_2(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} m_l P_{R_2}(t - lT_2), \quad (6)$$

em que $P_{R_2}(t)$ denota um pulso retangular de duração R_2 e amplitude unitária e m_l é o l -ésimo símbolo tomado no alfabeto $\{0, 1\}$, com distribuição de probabilidade $p(m_l = 1) = p_2$ e $p(m_l = 0) = 1 - p_2$.

Nos dois sinais $c_1(t)$ e $c_2(t)$ os pulsos são definidos como

$$P_{R_1}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } -\beta T_1/2 \leq t \leq \beta T_1/2, \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (7)$$

em que $0 \leq \beta \leq 1$ e $R_1 = \beta T_1$

e

$$P_{R_2}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } -\alpha T_2/2 \leq t \leq \alpha T_2/2, \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (8)$$

em que $0 \leq \alpha \leq 1$ e $R_2 = \alpha T_2$. A função de autocorrelação e a DEP do ruído $\eta_i(t)$ são escritas como

$$R_{\eta_i}(\tau) = \frac{N_i}{2} \delta(\tau), \quad (9)$$

e

$$S_{\eta_i}(\omega) = \frac{N_i}{2}. \quad (10)$$

Em [5] são apresentados valores típicos para βT_1 (duração de surto) e αT_2 (duração de pulso). A duração verificada para o pulso foi 0,25 μs e para o surto essa duração varia de 0,75 μs a 175,25 μs e depende do número de pulsos que ocorrem.

B. Função de Autocorrelação

A função de autocorrelação de $\eta_T(t)$ pode ser calculada por

$$R_{\eta_T}(t, \tau) = E[\eta_T(t)\eta_T(t + \tau)], \quad (11)$$

obtendo-se

$$R_{\eta_T}(t, \tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau) + s(t)\frac{N_i}{2}p_1p_2\delta(\tau). \quad (12)$$

em que

$$s(t) = \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{R_1}(t - kT_1) \right\} \left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} P_{R_2}(t - lT_2) \right\} \quad (13)$$

C. Densidade Espectral de Potência (DEP)

A DEP do ruído total pode ser calculada pela Transformada de Fourier de $R_{\eta_T}(t, \tau)$, obtendo-se

$$S_{\eta_T}(t, \omega) = \frac{N_0}{2} + s(t)p_1p_2\frac{N_i}{2}, \quad (14)$$

em que $s(t)$ é dado pela Equação 13.

Como $\sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{R_1}(t - kT_1)$ e $\sum_{l=-\infty}^{\infty} P_{R_2}(t - kT_2)$ são periódicas de período T_1 e T_2 respectivamente, os valores assumidos por $S_{\eta_T}(t, \omega)$ são $\frac{N_0}{2}$, durante a intersecção dos intervalos de tempo $(1 - \alpha)T_2$ e βT_1 e durante o intervalo $(1 - \beta)T_1$, quando $s(t) = 0$ e $\frac{N_0}{2} + p_1p_2\frac{N_i}{2}$ durante a intersecção dos intervalos de tempo αT_2 e βT_1 quando $s(t) = 1$.

IV. PROBABILIDADE MÉDIA DE ERRO DE BIT

Nos intervalos de tempo em que $s(t) = 1$ o ruído total continua sendo aditivo gaussiano branco, como mostra a Equação 14. Assim pode-se avaliar a probabilidade média de erro de bit do esquema BPSK substituindo a DEP do ruído AWGN ($\frac{N_0}{2}$) pela DEP do ruído total dada pela Equação 14. Assim a probabilidade de erro de bit é dada por [9]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_T}}\right), \quad (15)$$

ou seja

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + p_1p_2s(t)N_i}}\right), \quad (16)$$

em que P_b pode assumir dois valores distintos. Se $s(t) = 0$ então

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (17)$$

e se $s(t) = 1$, então

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + p_1p_2N_i}}\right). \quad (18)$$

Portanto a probabilidade média de erro de bit é obtida tomando a média temporal de P_b na Equação 16, de acordo com o comportamento de $s(t)$, é dada por

$$\bar{P}_b = \alpha\beta Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + p_1p_2N_i}}\right) + (1 - \alpha\beta)Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (19)$$

Substituindo $Y_g = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ e $Y_i = \left(\frac{E_b}{N_i}\right)$ obtém-se

$$\bar{P}_b = \alpha\beta Q\left(\sqrt{\frac{2Y_gY_i}{p_1p_2Y_g + Y_i}}\right) + (1 - \alpha\beta)Q\left(\sqrt{2Y_g}\right). \quad (20)$$

De modo similar para o esquema de modulação BFSK a probabilidade de erro de bit é dada por [9],

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (21)$$

Assim para o ruído gaussiano gatilhado obtém-se, procedendo de modo similar ao esquema BPSK, que

$$\bar{P}_b = \alpha\beta Q\left(\sqrt{\frac{Y_gY_i}{Y_i + p_1p_2Y_g}}\right) + (1 - \alpha\beta)Q\left(\sqrt{Y_g}\right). \quad (22)$$

Para os esquemas de modulação QPSK, MPAM, MPSK, MQAM retangular e MQAM não retangular a probabilidade de erro de bit é dada por [9],

$$P_b \approx h_1 Q\left(h_2 \sqrt{g \frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (23)$$

em que g , h_1 e h_2 assumem os valores da Tabela I.

TABELA I
MODULAÇÃO QPSK, MPAM, MPSK E MQAM

Modulação	g	h_1	h_2
QPSK	2	1	1
MPAM	$\frac{6\log_2 M}{M^2 - 1}$	$\frac{2(M-1)}{M\log_2 M}$	1
MBPSK	$2\log_2 M$	$\frac{2}{\log_2 M}$	$\text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right)$
MQAM-R	$\frac{3\log_2 M}{M-1}$	$\frac{4}{\log_2 M}$	1
MQAM-NR	$\frac{3\log_2 M}{M-1}$	$\frac{4}{\log_2 M}$	1

Substituindo $\frac{N_0}{2}$ por $S_{\eta_T}(t, \omega)$ dada pela Equação 14 e tomando a média temporal pode-se escrever a probabilidade média de erro de bit como

$$\bar{P}_b \approx h_1 \left[\alpha\beta Q\left(h_2 \sqrt{\frac{gY_gY_i}{p_1p_2Y_g + Y_i}}\right) + (1 - \alpha\beta)Q\left(h_2 \sqrt{gY_g}\right) \right]. \quad (24)$$

V. OUTROS MODELOS

A partir do modelo apresentado na Seção III pode-se obter outros modelos mais simples que, dependendo da aplicação, podem ser utilizados. Cada modelo é obtido a partir dos valores atribuídos a α , β , p_1 , p_2 e $c_3(t)$.

TABELA II
 MODELOS (M) OBTIDOS A PARTIR DAS EQUAÇÕES 4, 5 E 6

M	α	β	p_1	p_2	$c_3(t)$	Tipo
1	α	1	1	1	0	simples (GAWGN) e puro
2	α	1	p_1	1	0	simples (GAWGN) e puro
3	α	β	1	1	0	surtos (G^2 AWGN) e puro
4	α	β	1	p_2	0	surtos (G^2 AWGN) e puro
5	α	β	p_1	1	0	surtos (G^2 AWGN) e puro
6	α	β	p_1	p_2	0	surtos (G^2 AWGN) e puro
7	α	1	1	1	1	simples (GAWGN) e composto
8	α	1	p_1	1	1	simples (GAWGN) e composto
9	α	β	1	1	1	surtos (G^2 AWGN) e composto
10	α	β	1	p_2	1	surtos (G^2 AWGN) e composto
11	α	β	p_1	1	1	surtos (G^2 AWGN) e composto
12	α	β	p_1	p_2	1	surtos (G^2 AWGN) e composto

A Tabela II mostra os vários modelos que podem ser obtidos a partir do modelo apresentado neste artigo, $c_3(t) = 0$ implica que o ruído impulsivo é puro, $c_3(t) = 1$ implica que o ruído impulsivo é composto, $\beta = 1$ significa que o ruído impulsivo é simples (GAWGN), $0 < \beta < 1$ significa que o ruído impulsivo ocorre em surtos (G^2 AWGN), $p_1 = 1$ significa que os surtos são determinísticos, $0 < p_1 < 1$ significa que os surtos são aleatórios, $p_2 = 1$ significa que os pulsos são determinísticos e $0 < p_2 < 1$ significa que os pulsos são aleatórios.

VI. GRÁFICOS DA PROBABILIDADE MÉDIA DE ERRO DE BIT

A Figura 1 apresenta as curvas da probabilidade média de erro de bit \overline{P}_b do sistema 64-QAM em função de α , obtidas a partir da Equação 19 para cinco valores de Y_i em dB e para $Y_g = 15$ dB. Para os valores de Y_i iguais a 5 e 10 dB, a variação de α de 0 a 1 causa variações maiores na probabilidade média de erro de bit do que para os valores $Y_i = 15, 20$ e 25 dB. Isso ocorre porque Y_g é igual a 15 dB e valores altos de Y_i diminui o efeito da variação de α que corresponde ao aumento na largura dos pulsos do ruído impulsivo, aumentando \overline{P}_b . Curvas semelhantes são obtidas para β , porém o aumento do valor de β , corresponde ao aumento do tempo de duração dos surtos.

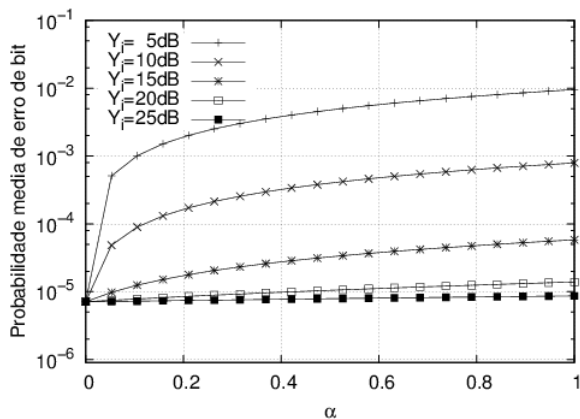


Fig. 1. Probabilidade média de erro de \overline{P}_b em função de α do sistema 64-QAM para $\beta = 0,5, p_1 = 0,5, p_2 = 0,8$ e $Y_g = 15$ dB

A Figura 2 apresenta as curvas de \overline{P}_b em função de p_1 , obtidas a partir da Equação 19 para cinco valores de Y_i em dB. A medida que p_1 aumenta a probabilidade de erro de bit aumenta. Isso ocorre porque o aumento de p_1 implica no aumento da ocorrência de surtos. Note que em Y_i iguais a 20 e 25 dB as curvas tendem a permanecer aproximadamente constante em 10^{-5} , devido ao alto valor de Y_i , que diminui a influência de p_1 no valor de \overline{P}_b .

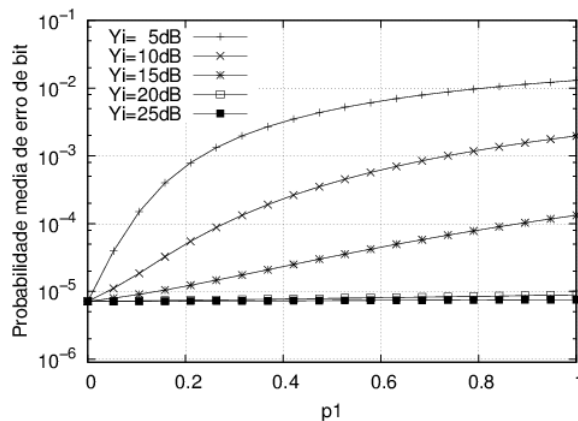


Fig. 2. Probabilidade média de erro \overline{P}_b em função de p_1 do sistema 64-QAM para $\alpha = 0,5, \beta = 0,5, p_2 = 0,8$ e $Y_g = 15$ dB

A Figura 3 apresenta as curvas da probabilidade média de erro de bit \overline{P}_b em função de Y_g em dB para cinco valores de Y_i em dB. O aumento de Y_g e Y_i causam diminuição em \overline{P}_b . Isto porque \overline{P}_b é função do produto de Y_g por Y_i causando redução considerável em \overline{P}_b quando estas duas variáveis aumentam.

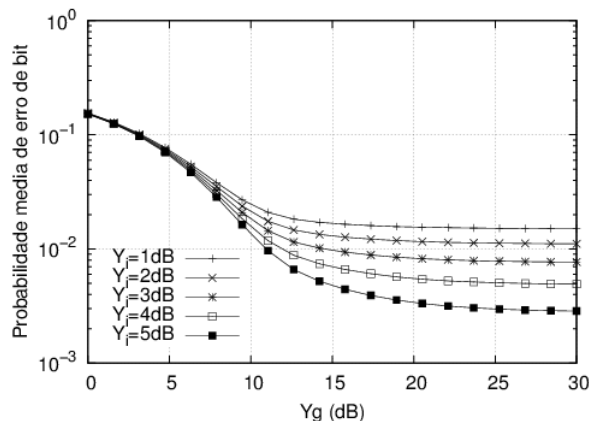


Fig. 3. Probabilidade média de erro \overline{P}_b em função de Y_g do sistema 64-QAM para $\alpha = 0,5, \beta = 0,5, p_1 = 0,5$ e $p_2 = 0,8$

As Figuras 4 e 5 mostram a probabilidade média de erro \overline{P}_b em função de Y_i em dB para cinco valores de α e p_1 , respectivamente. À medida que os valores de α e p_1 aumentam a probabilidade de erro de bit aumenta. Curvas semelhantes são obtidas para β e p_2 . O aumento de α, β, p_1 e p_2 causa o aumento de \overline{P}_b e isto porque α controla a duração dos pulsos, β controla a duração dos surtos, p_1 a probabilidade

de ocorrência dos surtos e p_2 a probabilidade de ocorrência dos pulsos.

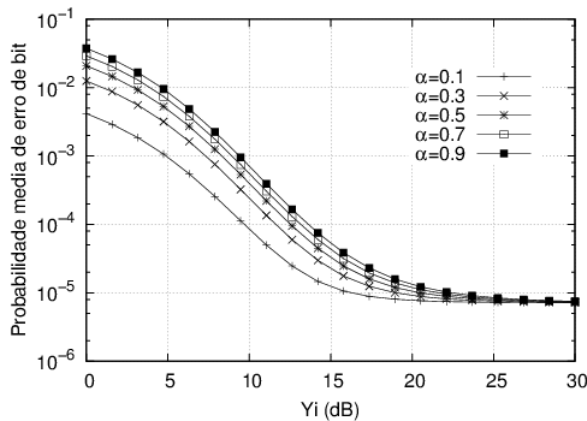


Fig. 4. Probabilidade média de erro $\overline{P_b}$ em função de Y_i do sistema 64-QAM para $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $Y_g = 15$ dB

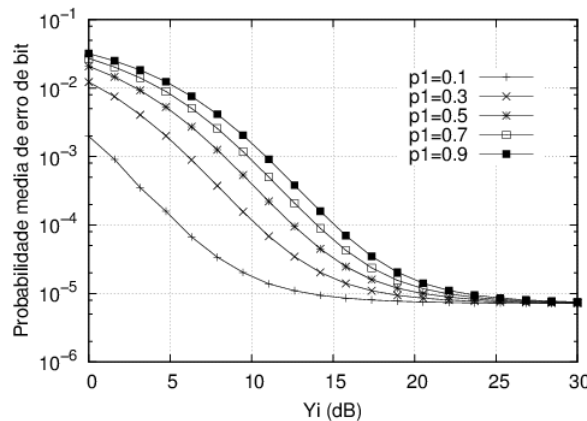


Fig. 5. Probabilidade média de erro $\overline{P_b}$ em função de Y_i do sistema 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_2 = 0,8$ e $Y_g = 15$ dB

A Figura 6 apresenta as curvas da probabilidade média de erro de bit $\overline{P_b}$ em função de Y_i em dB para cinco valores de Y_g em dB. O aumento tanto de Y_g como de Y_i causa uma redução em $\overline{P_b}$. Note que para $Y_i = 5$ e 10 dB as curvas permanecem praticamente constantes devido aos baixos valores de Y_g , valores de Y_i abaixo deste valores não provocam uma diminuição considerável em $\overline{P_b}$.

VII. CONCLUSÕES

Este artigo propôs novos modelos do ruído GAWGN e G^2 AWGN e apresentou novas expressões para o cálculo da probabilidade média de erro de bit para os esquemas de modulação digital BFSK, BPSK, QPSK, MPAM, MPSK, MQAM e R-MQAM. A partir desse modelo foram obtidos modelos mais simples que podem facilitar o estudo de técnicas de combate aos efeitos do ruído impulsivo, sua implementação, simulação e avaliação em termos de probabilidade de erro de bit.

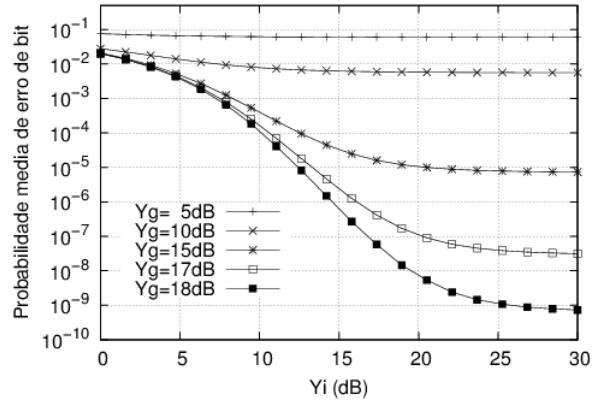


Fig. 6. Probabilidade média de erro $\overline{P_b}$ em função de Y_i do sistema 64-QAM para $\alpha = 0,5$, $\beta = 0,5$, $p_1 = 0,5$ e $p_2 = 0,8$

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio prestado pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Pernambuco (IFPE), à Universidade de Pernambuco (UPE-POLI), ao Instituto de Estudos Avançados em Comunicações (Iecom), à Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

REFERÊNCIAS

- [1] F. Yamada et al., *TV Digital: Um Novo Conceito*, Revista Mackenzie de Engenharia e Computação, v. 6-10 Edição Especial, p. 121-139, 2004.
- [2] C. Akamine, *Field Trial for Brazilian DTV Using Space Diversity*, IEEE BMSB 2010.
- [3] M. Cotton, R. Achatz, J. Wepman e P. Runkle, *Interference Potential of Ultrawideband Signals Part 2: Measurement of Gated-Noise Interference to C-Band Satellite Digital Television Receivers*, U.S. Department of Commerce, Agosto 2005.
- [4] C. Yih, *Iterative Interference Cancellation for OFDM Signals With Blanking Nonlinearity in Impulsive Noise Channels*, IEEE Signal Processing Letters, V.19, No. 3, Março 2012.
- [5] J.L. Fernandez e J. Salter, *Modelling Impulsive Interference in DVB-T: Statistical Analysis, Test Waveform & Receiver Performance*. BBC R & D White Paper WHP 080,2004.
- [6] C. Akamine, Y. Iano, R. Arthur, G. Bedicks e D. Gara Caetano, *Improving DVB-T for Brazilian Environments*. International Telecommunications Symposium, pp.376-380, Setembro 2006.
- [7] A. Hazmi, *Studies in TV Digital Signal Processing: Impulsive Noise Mitigation, Repeater loop Interference Cancellation and DVB-T Transmission in CATV Networks*, Ph.D. dissertation, Tampere University of Technology, 2007.
- [8] S. Matejka e P. Hladik, *Initial Tests of DVB-T Receivers on Tolerance to Impulsive Interference*, 21st Radioelektronika International Conference IEEE, Abril 2011.
- [9] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.