

Modelo para o Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado por um Processo de Poisson

Évio da Rocha Araújo, Wamberto J. L. de Queiroz e Marcelo Sampaio de Alencar

Resumo— Este artigo propõe um novo modelo de ruído impulsivo composto pela soma de um componente gaussiano multiplicado por um processo aleatório discreto $C(t)$, $\eta_i(t)C(t)$, usado para caracterizar o componente ruidoso de natureza impulsiva, e por um componente ruidoso permanente representado por um processo gaussiano $\eta_g(t)$. O processo modulante $C(t)$ caracteriza a natureza aleatória da ocorrência de $\eta_i(t)$ no tempo, ou seja, $C(t)$ é um processo que apresenta pulsos que iniciam em instantes aleatórios e com duração aleatória. Esse estado aleatório de $C(t)$ pode ser modelado por um processo de Poisson e permite a obtenção de expressões exatas para a avaliação da probabilidade de erro de bit (PEB) de esquemas de modulação como o M-PAM e M-QAM sob esse tipo de ruído.

Palavras-Chave— Ruído impulsivo gatilhado, Processo de Poisson, Processo Gaussiano.

Abstract— This paper proposes a new model for impulsive noise composed by the sum of a Gaussian component modulated by a discrete process $C(t)$, $\eta_i(t)C(t)$, applied to characterize the noisy impulsive nature, and a permanent component $\eta_g(t)$. The modulating processes $C(t)$ characterizes the random nature of $\eta_i(t)$ in time, in other words $C(t)$ is a process which has pulses that start at random instants and present random duration. This random state of $C(t)$ can be modeled by a Poisson Process and this treatment facilitates obtaining exact expressions for evaluation of the symbol error probability for modulation schemes such as M-PAM and M-QAM subject to this type of noise.

Keywords— Gated impulsive noise, Poisson process, Gaussian process.

I. INTRODUÇÃO

Geralmente os sistemas digitais de comunicação são projetados e têm seu desempenho analisado considerando o modelo ruído aditivo gaussiano branco (AWGN – Additive White Gaussian Noise) no receptor. Atualmente, além das fontes de ruído aditivo caracterizadas pelo processo aleatório AWGN, outros processos aleatórios têm sido pesquisados para caracterizar a natureza impulsiva de componentes ruidosos que se adicionam ao ruído aditivo permanente. Os receptores sem fio são afetados por interferência de várias fontes de radiação eletromagnética, incluindo outras fontes de comunicação sem fio, dispositivos eletrônicos, como fornos de micro-ondas e os relógios da plataforma computacional na qual o receptor é implantado. O ruído impulsivo pode degradar severamente o desempenho da comunicação de transceptores sem fio que são projetados assumindo apenas o ruído AWGN [1].

Évio R. Araújo, Departamento de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade de Pernambuco - UPE, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Pernambuco, Recife-PE, Brasil, Wamberto J. L. de Queiroz e Marcelo S. 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, malencar@dee.ufcg.edu.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq.

Modelos para vários tipos de canais como linha digital assimétrica para assinante (ADSL – *Asymmetrical Digital Subscriber Line*), Comunicações por meio de linhas de alimentação elétrica (PLC – *Power lines Communications*), comunicação sem fio, televisão digital e radares [2]–[4], têm sido utilizados com o intuito de simular e desenvolver técnicas de combate aos seus efeitos. Um modelo que vem sendo utilizado em canais de televisão digital é o ruído impulsivo gaussiano aditivo branco gatilhado GAWGN (*Gated Additive White Gaussian Noise*) devido a sua facilidade de implementação e análise, bem como sua boa aderência aos resultados medidos [5]–[10].

II. MODELO MATEMÁTICO

O ruído total considerado neste artigo consiste em uma parte caracterizada por processo gaussiano branco $\eta_g(t)$, com média nula e variância σ_g^2 , e outra parte caracterizada por um processo gaussiano branco $\eta_i(t)$ com média nula e variância σ_i^2 [9], [11], multiplicado por um sinal aleatório $C(t)$ definido em tempo contínuo que toma valores discretos de acordo com as realizações de um processo de Poisson de taxa λ .

O sinal aleatório $C(t)$ é modelado por um sinal governado por um processo de Poisson porque geralmente, na prática, os pulsos ruidosos ocorrem entre intervalos de tempo distribuídos exponencialmente e em instantes com distribuição de Erlang. A quantidade de pulsos observados em um determinado instante t geralmente apresenta distribuição de Poisson. Essa consideração também permite a obtenção de expressões exatas para a avaliação da influência desse modelo de ruído no desempenho do receptor ótimo projetado de acordo com o critério da máxima probabilidade *a posteriori* (MAP) [12].

A expressão matemática do ruído composto $\eta(t)$ pode ser escrita como

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t), \quad (1)$$

em que a função densidade de probabilidade (fdp) do sinal aleatório discreto $C(t)$ pode ser escrita em termos do impulso de área unitária [13],

$$f_{C(t)}(c) = \sum_k p_{C(t)}(c_k)\delta(c - c_k), \quad (2)$$

com $p_{C(t)}(c_k) = P\{C(t) = c_k\}$. A fdp do termo $C(t)\eta_i(t)$, que representa o ruído impulsivo, pode ser obtida por meio da expressão [13]

$$f_W(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|v|} f_U\left(\frac{w}{v}\right) f_V(v) dv, \quad (3)$$

necessária ao cálculo da fdp da variável $W = U \cdot V$ para o caso em U e V são independentes. A fdp da variável $\eta(t)$,

$f_{\eta(t)}(\eta)$, é obtida da soma de duas variáveis independentes, $\eta_g(t)$ e $C(t)\eta_i(t)$, e pode ser escrita então como

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \sum_k \frac{p_{C(t)}(c_k)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2 c_k^2)}\right). \quad (4)$$

A Figura 1 apresenta uma realização do processo $\eta(t)$ em um intervalo de 0,5 segundos obtida por implementação no Simulink[®]. Note pela Figura 1 a natureza aleatória do componente $\eta_i(t)$, principalmente os instantes aleatórios nos quais esse componente se sobrepõe ao componente permanente.

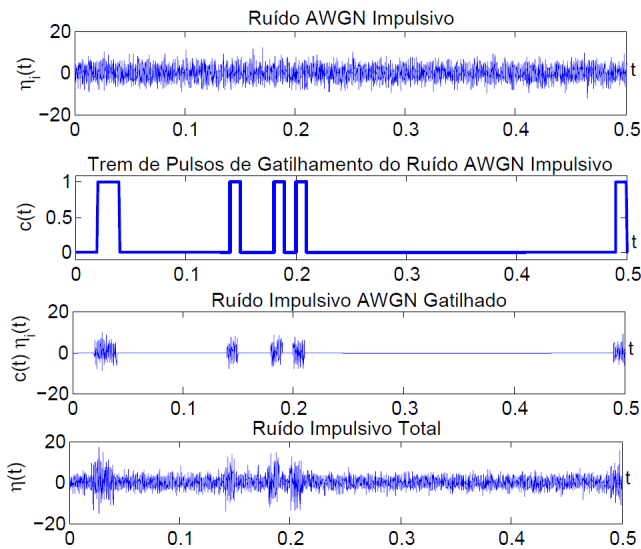


Fig. 1. Realização do processo aleatório $\eta(t)$ obtida usando Simulink[®].

III. CARACTERIZAÇÃO DO SINAL ALEATÓRIO $C(t)$ BINÁRIO

Nesta seção o sinal discreto $C(t)$ (referido como sinal modulante do processo gaussiano $\eta_i(t)$) é caracterizado por um processo aleatório governado por um processo de Poisson de taxa λ . Sua amplitude toma valores no conjunto $\{0, 1\}$ à cada realização do processo de Poisson. Considere que no instante $t = 0$ a amplitude desse sinal aleatório tenha a seguinte distribuição de probabilidades

$$P[C(0) = 1] = p \quad \text{e} \quad P[C(0) = 0] = q, \quad (5)$$

$$p + q = 1.$$

Assim, em um instante t qualquer

$$P[C(t) = 1] = P[C(t) = 1|C(0) = 1]P[C(0) = 1] + P[C(t) = 1|C(0) = 0]P[C(0) = 0]. \quad (6)$$

Nesse processo $C(t)$, as probabilidades condicionadas representam o comportamento de $C(t)$ dado que no instante $t = 0$, $C(t)$ tenha iniciado em 1 ou em 0. Analisando qualquer função amostra de $C(t)$ pode-se perceber que as probabilidades condicionadas podem ser escritas como

$$P[C(t) = 1|C(0) = 1] = P[\text{número de eventos par}] \quad (7)$$

$$P[C(t) = 1|C(0) = 0] = P[\text{número de eventos ímpar}].$$

Se $N_e(t)$ representa esse número de eventos, então

$$P[C(t) = 1|C(0) = 1] = P[N_e(t) = \text{par}] = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\lambda t)^{2k}}{(2k)!} e^{-\lambda t} \quad (8)$$

$$P[C(t) = 1|C(0) = 0] = P[N_e(t) = \text{ímpar}] = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\lambda t)^{2k+1}}{(2k+1)!} e^{-\lambda t}.$$

Esses somatórios convergem de modo que as probabilidades condicionadas podem ser escritas respectivamente como

$$P[C(t) = 1|C(0) = 1] = \frac{1}{2} [1 + e^{-2\lambda t}] \quad (9)$$

$$P[C(t) = 1|C(0) = 0] = \frac{1}{2} [1 - e^{-2\lambda t}].$$

Substituindo esse resultado na Expressão 6, pode-se escrever a distribuição de probabilidades das amplitudes de $C(t)$ como

$$P[C(t) = 1] = \frac{1}{2} (1 + (p - q)e^{-2\lambda t}) \quad (10)$$

$$P[C(t) = 0] = \frac{1}{2} (1 - (p - q)e^{-2\lambda t}).$$

Substituindo essa distribuição de probabilidades na Expressão 4, pode-se reescrever $f_{\eta(t)}(\eta)$ na forma

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right) (1 - (p - q)e^{-2\lambda t}) + \frac{1}{2\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right) (1 + (p - q)e^{-2\lambda t}). \quad (11)$$

Pela fdp de $\eta(t)$ percebe-se que $\eta(t)$ não é estacionário no sentido estrito quando a distribuição de probabilidades de $C(0)$ não é equiprovável. Note que quando $P[C(0) = 1] = P[C(0) = 0]$,

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi(\sigma_i^2 + \sigma_g^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_i^2 + \sigma_g^2)}\right) + \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right). \quad (12)$$

A. Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o Sistema M-PAM

O cálculo da probabilidade de erro de *bit* é realizado considerando o receptor ótimo MAP [14]. A probabilidade de erro de *bit* do esquema M-PAM é calculada integrando a fdp do ruído $\eta(t)$ dado na Equação 11 na região de decisão do receptor. Apesar de $f_{\eta(t)}(\eta)$ não ser gaussiana este procedimento pode ser realizado devido a simetria da fdp. Essa probabilidade é denotada nesse artigo por P_M , em que M é a ordem da constelação M-PAM.

$$P_M = \frac{(M-1)}{M} \left[(1 + (p - q)e^{-2\lambda t}) \times Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)\gamma_i\gamma_g}{(M^2-1)(\gamma_i + \gamma_g)}}\right) + (1 - (p - q)e^{-2\lambda t}) Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)\gamma_g}{M^2-1}}\right) \right], \quad (13)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ representa a relação sinal ruído impulsivo e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$ representa a relação sinal ruído permanente, por bit.

B. Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit para o Sistema M-QAM

Para o esquema M-QAM a PEB também é denotada P_M e pode ser calculada a partir das relações apresentadas em [15] para a PEB de esquemas de modulação M-QAM com mapeamento Gray das seqüências de bits e sob ruído gaussiano branco. Pelas relações de Cho-Yoon, a PEB do esquema M-QAM dada a relação sinal ruído permanente γ_g pode ser escrita como

$$P_M = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_b(k), \quad (14)$$

em que $P_b(k)$ pode ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \gamma_g}{2(M-1)}} \right) \right\}, \quad (15)$$

em que os coeficientes $w(i, k, M)$ são dados por

$$w(i, k, M) = (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \cdot \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right), \quad (16)$$

$\gamma_g = E_b/N_0$ denota a SNR por bit e $\lfloor x \rfloor$ denota o maior número inteiro menor igual a x .

O termo

$$\operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}} \right)$$

na Expressão 15 corresponde a duas vezes a probabilidade de que o ruído exceda

$$(2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}}.$$

Assim, sob o modelo de ruído impulsivo proposto neste trabalho,

$$2P \left\{ \eta \geq (2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{2(M-1)}} \right\} = 2 \sum_l p_{C(t)}(c_l) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(\gamma_i + \gamma_g c_l^2)}} \right), \quad (17)$$

em que $\gamma_i = \frac{E_b}{N_i}$ e $\gamma_g = \frac{E_b}{N_0}$.

A probabilidade $P_b(k)$ para o esquema M-QAM pode então ser escrita como

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \left[(1 + (p-q)e^{-2\lambda t}) \times Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(\gamma_i + \gamma_g)}} \right) + (1 - (p-q)e^{-2\lambda t}) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \gamma_g} \right) \right] \right\}. \quad (18)$$

e a PEB do esquema M-QAM sob o ruído $\eta(t)$ proposto pode então ser obtida da Equação 14.

C. Avaliação Numérica da PEB

A Figura 2 apresenta as curvas da PEB do esquema 64-QAM para o receptor ótimo sob o efeito do ruído composto $\eta(t)$. As curvas são traçadas em função da relação sinal ruído permanente, γ_g , para diferentes valores de γ_i para $p = q = 0,5$. Nota-se que pela Figura 2 que a PEB diminui à medida que a relação sinal ruído impulsivo γ_i aumenta, porém tendem a se estabilizar num determinado patamar. Para $\gamma_i = 10$ dB, por exemplo, mesmo com o aumento de γ_g de 0 até 30 dB o valor da PEB diminui muito pouco mantendo-se em aproximadamente 10^{-1} , isto devido a presença do ruído impulsivo no sistema. À medida que a relação sinal-ruído impulsivo γ_i aumenta o efeito do ruído impulsivo diminui causando a queda do valor do patamar, observe que para $\gamma_i = 20$ dB o valor do patamar cai para 10^{-8} aproximadamente.

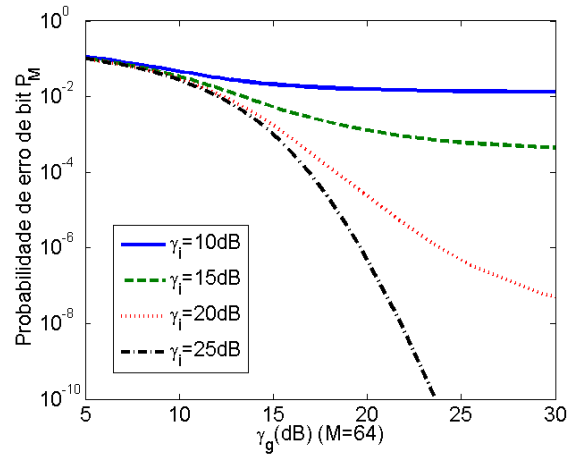


Fig. 2. Probabilidade de erro de bit do esquema 64-QAM sob o efeito do ruído impulsivo composto $\eta(t)$ para $p = q = 0,5$ e diferentes valores de γ_i .

IV. CARACTERIZAÇÃO DO SINAL ALEATÓRIO $C(t)$ IMPULSIVO BINÁRIO

No processo $C(t)$ apresentado na Seção III, as transições de amplitude de $C(t)$ se dão a cada ocorrência de evento para um processo de Poisson de taxa λ . Considerando que esse processo seja passado por um diferenciador, obtém-se um sinal formado por um trem de impulsos de área unitária que ocorrem em instantes aleatórios de acordo com ocorrências de um processo de Poisson de taxa λ . Esse novo processo é representado por $C'(t)$ e sua distribuição de probabilidade é dada por

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0] &= P[C'(t) \neq 0 | C'(0) \neq 0] P[C'(0) \neq 0] \\ &\quad + P[C'(t) \neq 0 | C'(0) = 0] P[C'(0) = 0] \\ P[C'(t) = 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) = 0] P[C'(0) = 0] \\ &\quad + P[C'(t) = 0 | C'(0) \neq 0] P[C'(0) \neq 0]. \end{aligned} \quad (19)$$

As probabilidades condicionadas na Expressão 19 podem ser escritas como

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0 | C'(0) \neq 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) = 0] \\ &= P[N_e(t) = \text{número par}] \\ P[C'(t) \neq 0 | C'(0) = 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) \neq 0] \\ &= P[N_e(t) = \text{número ímpar}]. \end{aligned} \quad (20)$$

Essas probabilidades foram calculadas na Seção III e correspondem às probabilidades dadas pela Equação 9. Assim

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0 | C'(0) \neq 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) = 0] \\ &= \frac{1}{2} [1 + e^{-2\lambda t}] \\ P[C'(t) \neq 0 | C'(0) = 0] &= P[C'(t) = 0 | C'(0) \neq 0] \\ &= \frac{1}{2} [1 - e^{-2\lambda t}]. \end{aligned} \quad (21)$$

A distribuição de probabilidades de $C'(0)$ é dada por $P[C'(0) \neq 0] = p$ e $P[C'(0) = 0] = q$, de modo que $p + q = 1$. Nesse caso, a partir da Equação 4, a fdp do ruído $\eta(t)$ pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= \frac{p_{C'(t)}(-1)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(-1)^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(-1)^2)}\right) \\ &+ \frac{p_{C'(t)}(1)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(+1)^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(+1)^2)}\right) \\ &+ \frac{p_{C'(t)}(0)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(0)^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(0)^2)}\right). \end{aligned} \quad (22)$$

Sabendo que

$$\begin{aligned} P[C'(t) \neq 0] &= P[C'(t) = 1] + P[C'(t) = -1] \\ &= \frac{1}{2} [1 + (p - q)e^{-2\lambda t}] \\ P[C'(t) = 0] &= \frac{1}{2} [1 - (p - q)e^{-2\lambda t}], \end{aligned} \quad (23)$$

pode-se reescrever a fdp de $\eta(t)$ como

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= \frac{1}{2\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right) \\ &\times (1 + (p - q)e^{-2\lambda t}) \\ &+ \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right) (1 - (p - q)e^{-2\lambda t}), \end{aligned} \quad (24)$$

que é similar à expressão obtida para o processo na Equação 11. Decorre desse fato que a expressão necessária para avaliar a probabilidade $P_b(k)$, presente na Equação 14, é similar à Equação 18.

V. CARACTERIZAÇÃO DO SINAL ALEATÓRIO $C(t)$ MULTINÍVEIS

No modelo apresentado nesta seção, considere um sinal aleatório $C(t)$ que toma diferentes valores discretos à cada ocorrência de evento de um processo de Poisson de taxa λ no intervalo $(0, t)$. A probabilidade desse sinal aleatório em, um instante t , tomar um determinado nível c_k de um conjunto $\{c_1, c_2, \dots, c_k\}$ é dada pela probabilidade de haver um evento em $(0, t)$ e de $C(t) = c_k$. Como as variáveis T (tempo de ocorrência entre eventos) e $C(t)$ são independentes, essa probabilidade pode ser escrita como

$$p_{C(t)}(c_k)P\{T \leq t\} = p_{C(t)}(c_k)(1 - e^{-\lambda t}). \quad (25)$$

Levando em conta essa probabilidade, a fdp do ruído $\eta(t)$ pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} f_{\eta(t)}(\eta) &= (1 - e^{-\lambda t}) \sum_l \frac{p_{C(t)}(c_l)}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(c_l)^2)}} \\ &\times \exp\left(-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2(c_l)^2)}\right). \end{aligned} \quad (26)$$

Decorre que a expressão de $P_b(k)$, necessária para avaliar a PEB do esquema M-QAM por meio da Expressão 14, pode ser escrita como

$$\begin{aligned} P_b(k) &= \frac{2(1 - e^{-\lambda t})}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} w(i, k, M) \\ &\times \sum_l p_{c_l} Q\left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M}{(M-1)} \frac{\gamma_g \gamma_i}{(c_l^2 \gamma_g + \gamma_i)}}\right). \end{aligned} \quad (27)$$

Na Figura 3 são apresentadas curvas da PEB do esquema 64-QAM sob o modelo de ruído obtido com o sinal aleatório $C(t)$ de múltiplos níveis. A distribuição de probabilidades dos valores de $C(t)$ é dada por $\{p_c(0) = 0.5, p_c(1) = 0.05, p_c(2) = 0.05, p_c(3) = 0.1, p_c(5) = 0.3\}$ e as curvas foram traçadas a partir da Equação 14 com $P_b(k)$ dada pela Equação 27. Nessa equação, o número médio de ocorrências do processo de Poisson, λt , foi assumido igual a 2. Na Figura 4 as curvas da PEB foram traçadas considerando a distribuição de $C(t)$ igual a $\{p_c(0) = 0.3, p_c(1) = 0.05, p_c(2) = 0.05, p_c(3) = 0.1, p_c(5) = 0.5\}$. O número médio de eventos do processo de Poisson, λt , também foi considerado igual a 2.

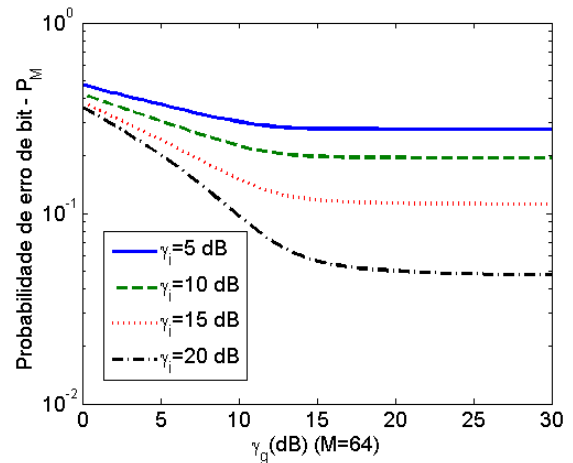


Fig. 3. Probabilidade de erro de *bit* do esquema 64-QAM sob ruído composto $\eta(t)$ para um sinal aleatório $C(t)$ multiníveis.

A diferença entre as curvas apresentadas nas Figuras 3 e 4 foi ocasionada pela alteração da distribuição de probabilidade dos níveis que $C(t)$ pode tomar. No modelo de ruído considerado para a Figura 3, o valor nulo de $C(t)$ ocorre com probabilidade 0.5, enquanto o maior valor, 5, ocorre com probabilidade 0.3. No modelo de ruído considerado para a Figura 4 a ausência de ruído, caracterizada pelo valor nulo de $C(t)$, ocorre com probabilidade igual a 0.3 enquanto o maior valor de $C(t)$, 5, ocorre com probabilidade 0.5, mais

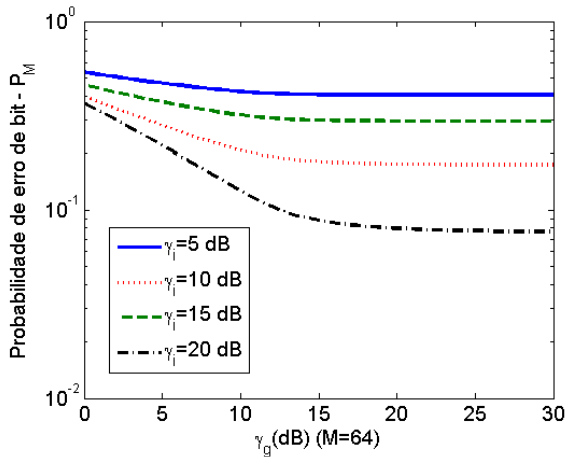


Fig. 4. Probabilidade de erro de *bit* do esquema 64-QAM sob ruído composto $\eta(t)$ para um sinal aleatório $C(t)$ multiníveis.

frequente. Isso significa que o modelo de ruído da Figura 4 é mais intenso, resultando em aumento da PEB.

A Figura 5 apresenta curvas da PEB do esquema 64-QAM obtidas considerando a distribuição de probabilidade $\{p_c(0) = 0.3, p_c(1) = 0.05, p_c(2) = 0.05, p_c(3) = 0.1, p_c(5) = 0.5\}$ para os valores do sinal aleatório multiníveis $C(t)$. As curvas foram traçadas em função de γ_g , com $\gamma_i = 10$ dB e para diferentes valores da quantidade média de ocorrências, λt , do processo de Poisson. Percebe-se pela Figura 5 que quando

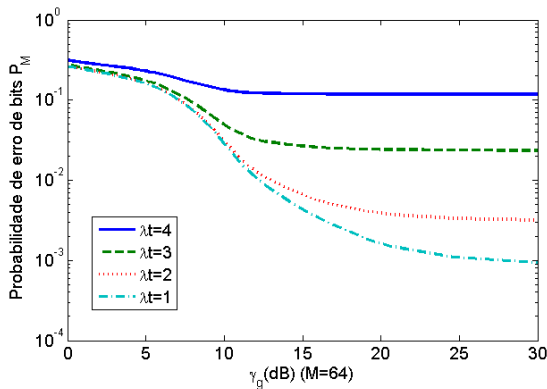


Fig. 5. Probabilidade de erro de *bit* do esquema 64-QAM sob ruído composto $\eta(t)$ para um sinal aleatório $C(t)$ multiníveis.

a quantidade média de ocorrências do processo de Poisson, λt , aumenta a PEB aumenta. Isso ocorre porque o aumento da quantidade média de ocorrências do processo de Poisson faz o sinal aleatório $C(t)$ chavear entre seus possíveis valores com maior frequência e para o valor 5 de modo mais provável. Assim o componente ruído impulsivo $C(t)\eta_i(t)$ atua de forma mais intensa e eleva a PEB do esquema M-QAM.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentado um novo modelo para o ruído impulsivo composto por um componente permanente $\eta_g(t)$ e um componente impulsivo $C(t)\eta_i(t)$. O termo $C(t)\eta_i(t)$ caracteriza um componente ruidoso que se sobrepõe ao ruído $\eta_g(t)$ em instantes aleatórios caracterizados por um processo

de Poisson de taxa λ . Esse tipo de ruído ocorre comumente nos sistemas de comunicações e tanto os instantes de surgimento quanto a duração de sua atuação são aleatórias. Comparando seu comportamento com o comportamento de uma fila, pode-se usar os resultados da teoria do processo de Poisson para obter a distribuição de probabilidades que caracteriza o ruído e, devido a simetria dessa distribuição, usar a abordagem clássica de análise do receptor MAP para avaliar as probabilidades de erro de *bit* para o esquema de modulação M-QAM. Essa probabilidade foi escrita em termos da probabilidade de $C(t)$ assumir diferentes valores discretos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq pelo apoio parcial ao trabalho, à UFCG, ao Iecom, ao IFPE e à UPE-POLI.

REFERÊNCIAS

- [1] Kapil Gulati. *Radio frequency interference modeling and mitigation in wireless receivers*. PhD thesis, The University of Texas at Austin, 2011.
- [2] F. Yamada, F. Sukys, G. Bedicks Jr, C. Akamine, L.T.M. Raunheite, and C.E. Dantas. "Sistema de TV Digital". *Revista Mackenzie de Engenharia e Computação*, 5:99–268, 2004.
- [3] C. Akamine, F. Yamada, G. Bedicks, C.E. da Silva Dantas, F. Sukys, R.E. Motoyama, R. de Mendonça Maroja, G. de Melo Valeira, and EL Horta. Field Trial for Brazilian DTV Using Space Diversity. In *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2010 IEEE International Symposium on*, pages 1–11. IEEE, 2010.
- [4] Michael Cotton, Robert Achatz, Jeffrey Wepman, and Paul Runkle. "Interference Potential of Ultrawideband Signals: Part 2". Technical report, NTIA, 2005.
- [5] Chi-Hsiao Yih. Iterative Interference Cancellation for OFDM Signals With Blanking Nonlinearity in Impulsive Noise Channels. *Signal Processing Letters, IEEE*, 19(3):147–150, 2012.
- [6] J. Lago-Fernández and J. Salter. Modelling Impulsive Interference in DVB-T: statistical analysis, test waveform & receiver performance. *BBC R & D White Paper WHP 080*, 2004.
- [7] Cristiano Akamine. Improving DVB-T for Brazilian Environments. *IEEE*, 2006.
- [8] Ali Hazmi. *Studies in Tv Digital Signal Processing: Impulsive Noise Mitigation, Repeater Loop Interference Cancellation and DVB-T Transmission in CATV Networks*. PhD thesis, Tampere University of Technology, 2007.
- [9] Pavel Matjka, Stepan e Hladik. Initial Tests of DVB-T Receivers on Tolerance to Impulsive Interference. *IEEE*, 2011.
- [10] Guimarães, Dayan A and de Souza, Rausley AA and Barreto, André N. Performance of Cooperative Eigenvalue Spectrum Sensing with a Realistic Receiver Model under Impulsive Noise. *Journal of Sensor and Actuator Networks*, 2:46–69, 2013.
- [11] A. Leon-Garcia and S.M. Instructors. *Probability, Statistics, and Random Processes for Electrical Engineering*. Prentice Hall, 1994.
- [12] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [13] Alberto Leon-Garcia. *Probability, Statistics and Random Processes for Electrical Engineering*. Pearson Prentice Hall, 2008.
- [14] J.G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2000.
- [15] K. Cho and D. Yoon. On the General BER Expression of One and Two Dimensional Amplitude Modulations. *IEEE Transactions on Communications*, 50(7):1074–1080, 2002.