

Mitigação do Ruído Impulsivo em Sistemas de Comunicações Digitais

Hugerles S. Silva, Marcelo S. de Alencar, Wamberto J. L. de Queiroz e Rodrigo de A. Coelho

Resumo—Este artigo apresenta uma nova estratégia de mitigação do ruído impulsivo gaussiano gatilhado e duplamente gatilhado binário, a partir da teoria de sistemas lineares ótimos aplicada aos sistemas de comunicações digitais. Para os modelos do ruído impulsivo analisados, são apresentados os resultados do erro médio quadrático em função da relação sinal ruído, para diferentes valores de α e β .

Palavras-Chave—Filtro de Wiener, Ruído Impulsivo, Sinal Digital.

Abstract—This paper presents a new strategy for the mitigation of gaussian impulsive gated noise and double gated binary, using optimal linear systems theory applied to digital communication systems. For the analyzed impulsive noise models, the mean square errors were calculated through signal to noise ratio for different values of α and β .

Keywords—Wiener Filter, Impulsive Noise, Digital Signal.

I. INTRODUÇÃO

Os estudos sobre o ruído impulsivo iniciaram com Middleton, em 1951 [1]. A partir de sua análise, diversos trabalhos têm surgido com estudos sobre o ruído impulsivo gaussiano gatilhado (GAWGN – *Gated Additive White Gaussian Noise*) e duplamente gatilhado (G^2 AWGN – *Gated Gated Additive White Gaussian Noise*) binário [2-6]. Os ruídos GAWGN e G^2 AWGN interessam a diversos pesquisadores, são modelos para representação do ruído impulsivo em sistemas de comunicações digitais e têm sido utilizados, principalmente em trabalhos relacionados aos sistemas de televisão digital que usam a técnica OFDM [7-8].

Os efeitos do ruído impulsivo podem afetar consideravelmente o desempenho dos sistemas de comunicações e seu comportamento não estacionário faz com que seja mais difícil analisá-lo [9]. As fontes geradoras desse tipo de ruído são numerosas e diferem de uma situação para outra [10]. O ruído impulsivo pode ser natural, devido a fenômenos atmosféricos, como descargas de raios, ou artificial. Ruídos ocasionados por equipamentos elétricos em ambientes fabris, lâmpadas fluorescentes e incandescentes, interruptores sendo acionados, ruídos de sistemas de ignição de automóveis, descargas eletrostáticas e transientes gerados pelas operações de comutação causados por relés analógicos em redes telefônicas, por exemplo, são de natureza impulsiva [11].

Em 2004, o Grupo de Televisão Digital (DTG – *Digital Television Group*) do Reino Unido, liderado pela Corporação

Hugerles S. Silva, Marcelo S. de Alencar, Wamberto J. L. de Queiroz e Rodrigo de A. Coelho, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande-PB, Brasil, E-mails: {hugerles.silva, rodrigo.almeida}@ee.ufcg.edu.br, {malencar,wamberto}@dee.ufcg.edu.br.

Britânica de Radiodifusão – Pesquisa e Desenvolvimento (BBC R&D – *British Broadcasting Corporation – Research and Development*) apresentou os resultados de estudos teóricos e experimentais com interferência impulsiva no padrão Europeu de Televisão Digital – Terrestre (DVB-T – *Digital Video Broadcasting – Terrestrial*) [12]. Desse estudo, um conjunto representativo de formas de ondas para o ruído impulsivo foram elaborados. Em 2007, a Rohde & Schwarz também realizou estudos sobre o ruído impulsivo, descrevendo uma análise sobre o tempo efetivo de aparecimento do ruído GAWGN e G^2 AWGN no padrão de TV digital [13]. Em 2013, foi apresentada uma nova abordagem matemática para análise do ruído impulsivo gaussiano binário e multinível a partir dos estudos teóricos e experimentais realizados pelo DTG e pela Rohde & Schwarz [7]. Para o desenvolvimento deste trabalho, foram utilizados dois processos aleatórios modulantes, denominados $C_1(t)$ e $C_2(t)$, para representar as ocorrências aleatórias de pulsos e de surtos, respectivamente, do ruído impulsivo GAWGN e G^2 AWGN nos sistemas de comunicações digitais.

Este trabalho apresenta um método de mitigação do ruído GAWGN e G^2 AWGN a partir da teoria de sistemas lineares. Além desta seção introdutória, o artigo está dividido em mais seis seções. Na Seção II é apresentado o formalismo matemático da estratégia de eliminação proposta. A Seção III descreve o modelo matemático e a função de autocorrelação para o ruído GAWGN e G^2 AWGN binário. Na Seção IV são colocadas as equações para a realização das estimativas dos parâmetros das funções densidade de probabilidade (fdp) do ruído GAWGN e G^2 AWGN. A Seção V descreve a função de autocorrelação do sinal digital. A Seção VI apresenta a análise dos resultados para as simulações realizadas e, por fim, a Seção VII expõe as conclusões.

II. ESTRATÉGIA DE MITIGAÇÃO DO RUÍDO IMPULSIVO GAUSSIANO BINÁRIO

Se, em determinado sistema de comunicação, o sinal recebido é composto pelo sinal transmitido acrescido do ruído, tem-se, matematicamente, que

$$Y(t) = X(t) + \eta(t),$$

em que $X(t)$ representa o sinal transmitido e é caracterizado por um processo aleatório contínuo, definido em tempo contínuo e estacionário em sentido amplo (WSS – *Wide Sense Stationary*), $\eta(t)$ o ruído gaussiano branco impulsivo e $Y(t)$ o sinal recebido [14].

A correlação entre o sinal desejado $X(t)$ e o sinal observado $Y(t)$, $R_{XY}(\tau)$, é dada por

$$R_{XY}(\tau) = E[X(t)X(t+\tau)] + E[X(t)\eta(t+\tau)], \quad (1)$$

em que $E[\cdot]$ denota o operador esperança. Considerando os sinais $X(t)$ e $\eta(t)$ independentes e com média nula, tem-se que

$$R_{XY}(\tau) = R_X(\tau). \quad (2)$$

A autocorrelação do sinal recebido é dada por

$$\begin{aligned} R_Y(\tau) &= E[Y(t)Y(t+\tau)] \\ &= R_X(\tau) + R_\eta(\tau). \end{aligned} \quad (3)$$

Considerando $X(t)$ e $Y(t)$ processos aleatórios com esperança nula, é possível obter uma estimativa $\hat{Y}(t)$ de $Y(t)$ dada por [15]

$$\hat{Y}(t) = \int_{-b}^a h(s)X(t-s)ds. \quad (4)$$

O filtro $h(s)$ que minimiza o erro médio quadrático e_{\min} entre o sinal recebido e sua estimativa satisfaz a equação

$$R_{XY}(\tau) = \int_{-b}^a h(s)R_Y(\tau-s)ds, \quad -b \leq \tau \leq a, \quad (5)$$

e e_{\min} é dado por

$$e_{\min} = R_Y(0) - \int_{-b}^a h(s)R_{XY}(s)ds. \quad (6)$$

A hipótese para o ruído impulsivo descrita em [7] considera que o ruído $\eta(t)$ é causal, o que possibilita reescrever a Equação (5) como

$$R_{XY}(\tau) = \int_0^\infty h(s)R_Y(\tau-s)ds, \quad \forall \tau. \quad (7)$$

Usando (2) e (3), tem-se

$$R_X(\tau) = \int_0^\infty h(s)[R_X(\tau-s) + R_\eta(\tau-s)]ds, \quad \forall \tau. \quad (8)$$

A Equação (8) é chamada de Wiener-Hopf [15].

Amostrando os sinais em intervalos de tempo múltiplos do período de amostragem (T_s) que corresponde a uma frequência de amostragem que segue o critério de Nyquist, ou seja, $t = kT_s$, em que $k \in \mathbf{Z}_+$, é possível escrever (8) da seguinte maneira

$$R_X[m] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k](R_X[m-k] + R_\eta[m-k]). \quad (9)$$

Os coeficientes $h[k]$ presentes na Equação (9) são determinados então a partir do conjunto de $N+1$ equações lineares. Em forma matricial, o vetor de coeficientes \mathbf{h} do filtro mitigador proposto pode ser escrito como

$$\mathbf{h} = \mathbf{R}_Y^{-1} \mathbf{R}_X, \quad (10)$$

em que as matrizes \mathbf{h} , \mathbf{R}_X e \mathbf{R}_Y possuem ordem $N \times 1$, $N \times 1$ e $N \times N$, respectivamente.

III. MODELO MATEMÁTICO PARA O RUÍDO IMPULSIVO

A. Ruído Impulsivo GAWGN Binário Composto com Ocorrência Aleatória de Pulsos

Neste modelo é considerado que o ruído presente no sistema de comunicação consiste em um processo ruidoso AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) com média nula e variância σ_i^2 , representado por $C(t)\eta_i(t)$, adicionado ao modelo AWGN gerado por uma segunda fonte independente, chamada de ruído de fundo permanente, representada por $\eta_g(t)$, com variância σ_g^2 e média nula. O comportamento impulsivo do ruído $C(t)\eta_i(t)$ é caracterizado pelo sinal auxiliar $C(t)$, representado por uma onda quadrada com amplitude unitária e período T . O tempo que essa onda quadrada assume valor unitário é αT , com α assumindo valores entre zero e um. Este modelo é representado por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C(t)\eta_i(t) \quad (11)$$

e o sinal modulante $C(t)$ assume os valores zero e um de forma aleatória, com probabilidades $1-p$ e p , respectivamente, sendo representado por uma sequência de pulsos

$$C(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_R(t-kT),$$

com $P_R(t) = 1$ no intervalo $-\alpha T/2 \leq t \leq \alpha T/2$ e $P_R(t) = 0$ caso contrário. A Figura 1 apresenta uma realização desse processo obtida a partir do modelo descrito.

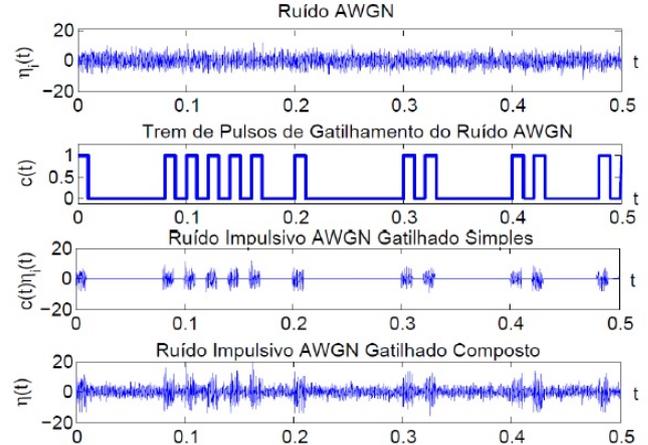


Fig. 1. Realização (ou função amostra) do ruído impulsivo GAWGN composto com ocorrência aleatória dos pulsos [7].

A autocorrelação do ruído impulsivo para este modelo, dada por $R_\eta(\tau)$, pode ser escrita como

$$R_\eta(\tau) = (\sigma_g^2 + p\alpha\sigma_i^2)\delta(\tau), \quad (12)$$

em que p é a probabilidade do k -ésimo símbolo do alfabeto $\{0,1\}$ ser um.

A partir do modelo geral do ruído impulsivo gatilhado apresentado na Equação (11), é possível obter três modelos de ruído mais simples. Dois modelos distintos são determinados quando a componente permanente do ruído está ausente, sendo o ruído total puro; e o outro modelo é determinado quando a componente permanente está presente no sistema, sendo o

ruído total composto. Quando $p = 1$ significa que os pulsos são determinísticos, $0 < p < 1$ significa que os pulsos são aleatórios.

B. Ruído Impulsivo G^2 AWGN Binário Composto com Ocorrências Aleatória de Pulsos e Surtos

O modelo geral do ruído impulsivo gaussiano duplamente gatilhado binário com ocorrências aleatória de surtos e pulsos e com a presença do ruído permanente é dado por

$$\eta(t) = \eta_g(t) + C_1(t)C_2(t)\eta_i(t), \quad (13)$$

em que $C_1(t)$ e $C_2(t)$ são funções auxiliares que caracterizam os surtos e pulsos, respectivamente, e pertencem ao conjunto discreto $\{0,1\}$. A função $C_1(t)$ é dada por

$$C_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k P_{R_1}(t - kT_1), \quad (14)$$

em que m_k é o k -ésimo bit do alfabeto $\{0,1\}$ com distribuição de probabilidade $p(m_k = 1) = p_1$ e $p(m_k = 0) = 1 - p_1$. O pulso $P_{R_1}(t)$ assume amplitude unitária em $0 \leq t \leq \beta T_1$, com β assumindo valores entre zero e um. O sinal $C_2(t)$ é representado por

$$C_2(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} m_l P_{R_2}(t - lT_2), \quad (15)$$

em que m_l é o l -ésimo bit do alfabeto $\{0,1\}$ com distribuição de probabilidade $p(m_l = 1) = p_2$ e $p(m_l = 0) = 1 - p_2$. O pulso $P_{R_2}(t)$ assume amplitude unitária em $0 \leq t \leq \alpha T_2$, com α assumindo valores entre zero e um e $T_2 > T_1$. A Figura 2 apresenta uma realização desse processo obtida a partir do modelo descrito.

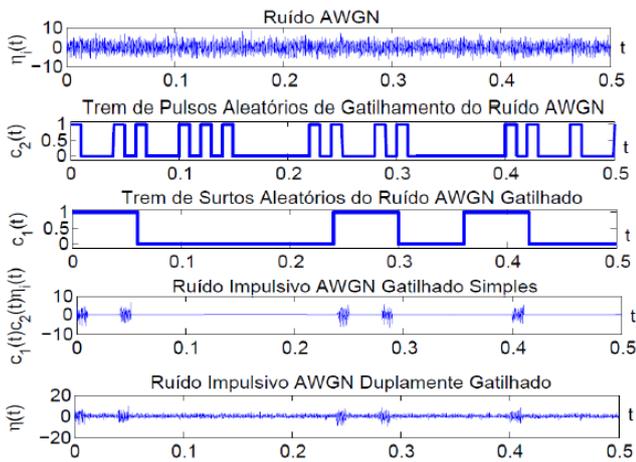


Fig. 2. Realização (ou função amostra) do ruído impulsivo G^2 AWGN composto com pulsos e surtos aleatórios [7].

A autocorrelação do ruído impulsivo para este modelo, dada por $R_\eta(\tau)$, pode ser escrita como

$$R_\eta(\tau) = (\sigma_g^2 + \alpha\beta p_1 p_2 \sigma_i^2) \delta(\tau). \quad (16)$$

A partir do modelo geral do ruído impulsivo duplamente gatilhado apresentado na Equação (13) é possível obter sete

modelos de ruído mais simples. Dois modelos distintos são determinados quando a componente permanente do ruído está ausente, sendo o ruído total puro; e quando a componente permanente está presente no sistema, sendo o ruído total composto. Quando $p_1 = 1$ 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.

IV. ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO RUÍDO IMPULSIVO

A. Estimativa dos Parâmetros do Ruído Impulsivo G^2 AWGN Binário Composto com Ocorrência Aleatória de Pulsos

A estimativa dos parâmetros do ruído impulsivo pode ser obtida a partir do uso do método dos momentos. Este método é baseado nos momentos teóricos e amostrais das variáveis aleatórias envolvidas [16]. Para o modelo do ruído impulsivo gaussiano gatilhado binário com ocorrência aleatória de pulsos, a função densidade de probabilidade (fdp) de $\eta(t)$ [7] é dada por

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{\alpha p}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left[-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right] + \frac{(1 - \alpha p)}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left[-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right]. \quad (17)$$

O k -ésimo momento dessa fdp é dado por

$$E[\eta^k] = \frac{2^{\frac{k}{2}} \alpha p}{\sqrt{\pi}} (\sigma_g^2 + \sigma_i^2)^{\frac{k}{2}} \Gamma\left(\frac{k+1}{2}\right) + \frac{2^{\frac{k}{2}} (1 - \alpha p)}{\sqrt{\pi}} (\sigma_g^2)^{\frac{k}{2}} \Gamma\left(\frac{k+1}{2}\right), \quad (18)$$

em que $\Gamma(\cdot)$ representa a função gama. Definindo o momento amostral da fdp dada na Equação (17) como n_k e igualando-o ao momento teórico, tem-se

$$n_k = E[\eta^k]. \quad (19)$$

Usando então os momentos amostrais de ordem 2, 4 e 6, as estimativas para as variáveis σ_g^2 , σ_i^2 e αp podem ser escritas como

$$\hat{\sigma}_g^2 = n_2 - \hat{\alpha} p \sqrt{\frac{3n_2^2 - n_4}{3(\hat{\alpha} p^2 - \hat{\alpha} p)}}, \quad (20)$$

$$\hat{\sigma}_i^2 = \sqrt{\frac{3n_2^2 - n_4}{3(\hat{\alpha} p^2 - \hat{\alpha} p)}} \quad (21)$$

e

$$n_6 = 15\hat{\alpha} p \left[n_2 - \sqrt{C_1 \cdot \frac{\hat{\alpha} p - 1}{\hat{\alpha} p}} \right]^3 + 15(1 - \hat{\alpha} p) \left[n_2 - \sqrt{C_1 \cdot \frac{\hat{\alpha} p}{\hat{\alpha} p - 1}} \right]^3, \quad (22)$$

com

$$C_1 = \frac{3n_2^2 - n_4}{3}.$$

A Equação (22) é não linear e pode ser resolvida com o uso de um método iterativo.

B. Estimação dos Parâmetros do Ruído Impulsivo G^2 AWGN Binário com Ocorrências Aleatória de Pulsos e Surtos

Para o modelo do ruído impulsivo gaussiano duplamente gatilhado binário com ocorrências aleatória de pulsos e surtos, a estimação dos parâmetros da função densidade de probabilidade de $\eta(t)$ pode ser realizada com o uso do método dos momentos. A fdp deste modelo é dada por [7]

$$f_{\eta(t)}(\eta) = \frac{\alpha\beta p_1 p_2}{\sqrt{2\pi(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}} \exp\left[-\frac{\eta^2}{2(\sigma_g^2 + \sigma_i^2)}\right] + \frac{(1 - \alpha\beta p_1 p_2)}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left[-\frac{\eta^2}{2\sigma_g^2}\right]. \quad (23)$$

O n -ésimo momento dessa fdp é dado por

$$E[\eta^k] = \frac{2^{\frac{k}{2}} \alpha\beta p_1 p_2}{\sqrt{\pi}} (\sigma_g^2 + \sigma_i^2)^{\frac{k}{2}} \Gamma\left(\frac{k+1}{2}\right) + \frac{2^{\frac{k}{2}} (1 - \alpha\beta p_1 p_2)}{\sqrt{\pi}} (\sigma_g^2)^{\frac{k}{2}} \Gamma\left(\frac{k+1}{2}\right), \quad (24)$$

em que $\Gamma(\cdot)$ representa a função gama. Definindo o momento amostral da fdp dada na Equação (23) como n_k e igualando-o ao momento teórico, tem-se

$$n_k = E[\eta^k]. \quad (25)$$

As estimativas para as variáveis σ_g^2 , σ_i^2 e $\alpha\beta p_1 p_2$ são dadas a partir das seguintes expressões

$$\hat{\sigma}_g^2 = n_2 - \alpha\beta \hat{p}_1 p_2 \sqrt{\frac{3n_2^2 - n_4}{3(\alpha\beta \hat{p}_1 p_2^2 - \alpha\beta \hat{p}_1 p_2)}}, \quad (26)$$

$$\hat{\sigma}_i^2 = \sqrt{\frac{3n_2^2 - n_4}{3(\alpha\beta \hat{p}_1 p_2^2 - \alpha\beta \hat{p}_1 p_2)}} \quad (27)$$

e

$$n_6 = 15\alpha\beta \hat{p}_1 p_2 \left[n_2 - \sqrt{C_1 \cdot \frac{\alpha\beta \hat{p}_1 p_2 - 1}{\alpha\beta \hat{p}_1 p_2}} \right]^3 + 15(1 - \alpha\beta \hat{p}_1 p_2) \left[n_2 - \sqrt{C_1 \cdot \frac{\alpha\beta \hat{p}_1 p_2}{\alpha\beta \hat{p}_1 p_2 - 1}} \right]^3, \quad (28)$$

com

$$C_1 = \frac{3n_2^2 - n_4}{3}.$$

A Equação (28) é não linear e pode ser resolvida com o uso de um método iterativo.

V. AUTOCORRELAÇÃO DO SINAL DIGITAL

O sinal digital aleatório pode ser expresso por

$$X(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k A p(t - kT_b), \quad (29)$$

em que m_k representa o k -ésimo símbolo gerado aleatoriamente a partir de um alfabeto discreto, $p(t)$ é o pulso que dá

conformação ao sinal digital transmitido, T_b é o intervalo de bit e A representa a amplitude do pulso [14].

A autocorrelação do sinal $X(t)$, não necessariamente estacionário, é dada pela fórmula

$$R_X(t, \tau) = A^2 \left[1 - \frac{|\tau|}{T_b} \right] [u(\tau + T_b) - u(\tau - T_b)]. \quad (30)$$

A autocorrelação $R_X(\tau)$ é uma função que tem formato triangular, com o ponto de máximo igual a A^2 . Ela cai linearmente com o intervalo de tempo, até atingir zero no tempo T_b .

VI. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Para a simulação da estratégia de mitigação proposta é considerado que o sinal transmitido é o sinal digital aleatório, cuja função de autocorrelação é dada pela Equação (30). Na simulação, um conjunto de amostras do sinal $X(t)$ amostrado em tempo discreto foram geradas e adicionadas ao ruído impulsivo gaussiano com diferentes valores de α e β . As simulações foram realizadas para os modelos gerais do ruído impulsivo GAWGN e G^2 AWGN, cujos modelos mais simples podem ser obtidos a partir deles. Na simulação, foi utilizado $T_b = 1$ segundo.

A. Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário Composto com Ocorrência Aleatória de Pulsos

Na Figura 3 é ilustrado o erro médio quadrático $E[e^2]$ em função da relação sinal ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*), entre o sinal original e sua estimativa, para o modelo geral do ruído impulsivo GAWGN, com diferentes valores de α . O número de amostras usadas para o cálculo das estimativas dos parâmetros do ruído impulsivo foi 10^4 . O vetor de coeficientes \mathbf{h} é dado por

$$\mathbf{h} = \mathbf{R}_Y^{-1} \mathbf{R}_X.$$

Os coeficientes do filtro mitigador proposto necessitam dos parâmetros do ruído impulsivo estimados pelo método dos momentos. O estimador observa o ruído do canal durante uma janela de tempo e fornece as estimativas obtidas para o filtro de mitigação. As leis de formação das matrizes \mathbf{R}_Y e \mathbf{R}_X , utilizadas na determinação de \mathbf{h} , são dadas, respectivamente, por

$$R_{Y_{ij}} = \begin{cases} 1 + \frac{1}{\text{SNR}_0} + \frac{\alpha p}{\text{SNR}_i}, & \text{se } i = j \\ \left(1 - \frac{|i-j|}{T_b}\right) [u(i-j+T_b) - u(i-j-T_b)], & \text{se } i > j \\ \left(1 - \frac{|j-i|}{T_b}\right) [u(j-i+T_b) - u(j-i-T_b)], & \text{se } i < j \end{cases}$$

e

$$R_{X_{i1}} = \begin{cases} 1, & \text{se } i = 1 \\ \left(1 - \frac{|i-1|}{T_b}\right) [u(i-1+T_b) - u(i-1-T_b)], & \text{se } i \neq 1 \end{cases}$$

com SNR_0 e SNR_i representando, respectivamente, a relação sinal ruído permanente e a relação sinal ruído impulsiva, por bit.

A inspeção da Figura 3 mostra que, à medida em que α aumenta, o erro médio quadrático entre a estimativa e a sequência gerada se torna maior. Isso ocorre porque o aumento de α significa que há um acréscimo no tempo em que o ruído impulsivo está presente no sistema. A convergência do erro é obtida para valores de SNR maiores que 16 dB.

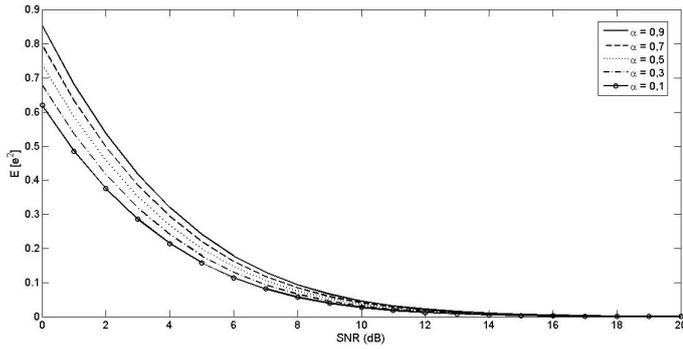


Fig. 3. Erro médio quadrático $E[e^2]$ em função da SNR entre o sinal recebido e sua estimativa.

B. Ruído Impulsivo Gaussiano Duplamente Gatilhado Binário Composto com Ocorrências Aleatória de Pulsos e Surtos

Na Figura 4 é apresentado o erro médio quadrático $E[e^2]$ em função da SNR, entre o sinal original e sua estimativa, para o modelo geral do ruído impulsivo G^2 AWGN, com diferentes valores de α e β . O número de amostras usadas para o cálculo das estimativas dos parâmetros do ruído impulsivo foi 10^4 . O vetor de coeficientes \mathbf{h} é dado por

$$\mathbf{h} = \mathbf{R}_Y^{-1} \mathbf{R}_X.$$

Os coeficientes do filtro mitigador proposto necessitam dos parâmetros do ruído impulsivo estimados pelo método dos momentos. O estimador observa o ruído do canal durante uma janela de tempo e fornece as estimativas obtidas para o filtro de mitigação. As leis de formação das matrizes \mathbf{R}_Y e \mathbf{R}_X , utilizadas na determinação de \mathbf{h} , são dadas, respectivamente, por

$$R_{Y_{ij}} = \begin{cases} 1 + \frac{1}{\text{SNR}_0} + \frac{\alpha\beta p_1 p_2}{\text{SNR}_i}, & \text{se } i = j \\ \left(1 - \frac{|i-j|}{T_b}\right) [u(i-j+T_b) - u(i-j-T_b)], & \text{se } i > j \\ \left(1 - \frac{|j-i|}{T_b}\right) [u(j-i+T_b) - u(j-i-T_b)], & \text{se } i < j \end{cases}$$

e

$$R_{X_{i1}} = \begin{cases} 1, & \text{se } i = 1 \\ \left(1 - \frac{|i-1|}{T_b}\right) [u(i-1+T_b) - u(i-1-T_b)], & \text{se } i \neq 1 \end{cases}$$

com SNR_0 e SNR_i representando, respectivamente, a relação sinal ruído permanente e a relação sinal ruído impulsiva, por bit.

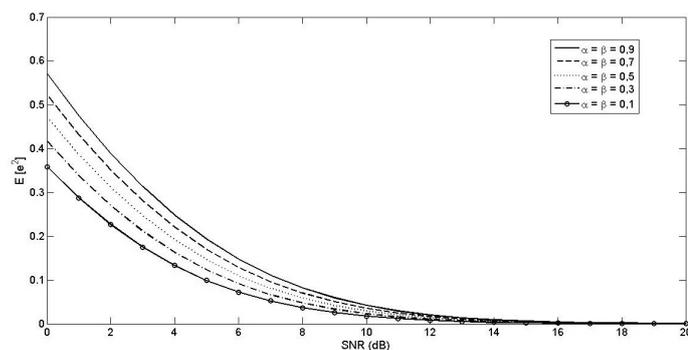


Fig. 4. Erro médio quadrático $E[e^2]$ em função da SNR entre o sinal recebido e sua estimativa.

A análise da Figura 4 mostra que os maiores valores de erro são obtidos para maiores valores de α e β . A convergência do erro é obtida para valores de SNR maiores que 17 dB.

VII. CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentada uma estratégia de mitigação para o ruído GAWGN e G^2 AWGN a partir da teoria de sistemas lineares ótimos. Na simulação da estratégia proposta, verificou-se que o filtro linear ótimo projetado consegue minimizar a interferência causada pelo ruído GAWGN e G^2 AWGN. Além disso, foi proposto neste artigo uma técnica para estimação dos parâmetros da fdp de $\eta(t)$ a partir do uso do método dos momentos. Essa estimativa é necessária para determinação dos coeficientes do filtro mitigador proposto. Percebeu-se também que o aumento dos parâmetros α e β implica um pior desempenho do estimador, resultando em um maior valor de erro médio quadrático.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Middleton. *On the Theory of Random Noise*. Phenomenological Models I. Journal of Applied Physics, vol. 22, nº 9, pp. 1143-1152, mayo 1951.
- [2] T. Y. Al-Naffouri, A. A. Quadder and G. Caire. *Impulse Noise Estimation and Removal for OFDM System*. IEEE Transaction Communication, vol. 62, nº 3, pp. 976-989, march 2014.
- [3] M. Nassar, K. Gulati, Y. Mortazavi, and B. L. Evans. *Statistical Modeling of Asynchronous Impulsive Noise in Powerline Communication Networks*. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), pp. 1-6, march 2011.
- [4] M. Chan and R. Donaldson. *Amplitude, Width, and Interarrival Distributions for Noise Impulses on Intrabuilding Power Line Communication Networks*. IEEE Transaction Electromagnetic Compatibility, vol. 31, nº 3, pp. 320-323, april 1989.
- [5] G. A. Tsihrintzis and C. L. Nikias. *Performance of Optimum and Suboptimum Receivers in the Presence of Impulsive Noise Modeled as an Alpha-Stable Process*. IEEE Transaction Communication, vol. 43, nº 234, pp. 904-914, august 1995.
- [6] H. S. Silva, R. A. Coelho, W. J. L. de Queiroz e M. S. Alencar. *Mitigação do Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado Binário*. Encontro Anual do Iecom em Comunicações, Rede e Criptografia (Encom), Fortaleza-CE, Outubro 2016.
- [7] E. R. Araújo. *Estudo do Ruído Impulsivo Gaussiano Gatilhado para Sistemas de Modulação Digital*. Tese de doutorado. Universidade Federal de Campina Grande – UFCG, Campina Grande – PB, Brasil, 2013.
- [8] C. Yih. *Iterative Interference Cancellation for OFDM Signals With Blanking Nonlinearity in Impulsive Noise Channels*. IEEE Signal Processing Letters, vol. 19, nº 3, pp. 147-150, march 2012.
- [9] B. P. Lathi. *Sistemas de Comunicação*. 1ª edição: Guanabara Dois, 1979.
- [10] S. R. Al-Araji et al. *Impulsive Noise Reduction in Data Communication Systems Employing Smear Technique*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, nº 1, pp. 1-8, august 1985.
- [11] T. N. Zogakis et al. *Impulse Noise Mitigation Strategies for Multicarrier Modulation*, vol. 2, nº 4, pp 784-788, mayo 1993.
- [12] J. Lago-Fernandez and J. Salter. *Modelling Impulsive Interference in DVB-T*, 2004.
- [13] R. Schwarz. *Tolerance to Noise Tests for DTV Receivers With R&S SFU-K41, -K42 and -K43. Part 1: Impulsive Noise*, 2007.
- [14] S. Haykin. *Communication Systems*. 4ª edition: John Willey and Sons, 2002.
- [15] A. Leon-Garcia. *Probability, Statistics, and Random Process for Electrical Engineering*. 3º edition: Pearson Books, 2008.
- [16] S. M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. 1ª edition: Prentice Hall, 1993.