

Análise de Ruído Antrópico em Comunicações Através do Solo

Sávio Oliveira de Almeida Neves, André Noll Barreto, Adoniran Judson Braga e Leonardo Aguayo

Resumo— Este artigo apresenta como a interferência do ruído antrópico, através da presença de harmônicas, deteriora o desempenho em comunicações através do solo. Além disso, os autores comparam técnicas de estimação e filtragem para atenuação das harmônicas, considerando o caso em que elas estão em sua frequência nominal e um caso mais realista em que existe desvio da frequência nominal.

Palavras-Chave— Comunicações TTE, Filtragem e Estimação de Harmônicas, Comunicações Críticas.

Abstract— This article presents how the interference of man-made noise, through the presence of harmonics, deteriorates the performance of Through-The-Earth Communications. In addition, the authors compare estimation and filtering techniques for harmonic attenuation considering the case that they are at their nominal frequency and a more realistic case where there is deviation from the nominal frequency.

Keywords— TTE Communications, Harmonic Filtering and Estimation, Critical Communications.

I. INTRODUÇÃO

A comunicação através do solo (do inglês *Through-The-Earth Communications* (TTE)) é utilizada em ambientes de mineração, principalmente em situações críticas em que é necessário estabelecer uma conexão entre uma equipe de resgate e mineiros que possam estar presos no subterrâneo [1] [2]. A comunicação TTE apresenta algumas dificuldades intrínsecas como: canal banda estreita que limita a taxa de transmissão, a presença do ruído atmosférico que, dependendo de sua impulsividade, pode deteriorar ainda mais a comunicação, e a existência de ruído antrópico, através da presença de harmônicas, sendo geradas principalmente por equipamentos existentes na mineração e pelas linhas de transmissão de potência.

É importante ressaltar que o ruído atmosférico é dominante entre 10 a 30 kHz, enquanto que o ruído antrópico é dominante em 1 kHz. Além do mais, as harmônicas não são sinais determinísticos com espectros equivalentes a impulsos localizados em uma única frequência. Na verdade, elas ocupam uma certa banda centrada na frequência nominal, como se estivessem sendo moduladas por um sinal aleatório [3].

Considerando os aspectos citados anteriormente, este trabalho apresenta simulações de um sistema de comunicação TTE, considerando um modelo de canal TTE, o ruído atmosférico e o ruído antrópico, a fim de verificar como a

presença de harmônicas pode atrapalhar no desempenho de sistemas de comunicação TTE, assim como, verificar métodos que mitigam a interferência das harmônicas.

O artigo é organizado da seguinte maneira: a Seção II apresenta uma revisão acerca do ruído atmosférico e do modelo de canal utilizado no simulador; a Seção III realiza uma revisão dos algoritmos utilizados para estimação das harmônicas; a Seção IV apresenta o simulador desenvolvido; a Seção V apresenta estudos acerca da variação da frequência instantânea das harmônicas e, além disso, os resultados obtidos na simulação. Por fim, breves considerações encerram este artigo na Seção VI.

II. MODELO DO SISTEMA

A. Modelo de Propagação

O modelo de propagação [4] é uma aproximação do campo magnético para *downlink* e *uplink* em coordenadas esféricas, dado pela seguinte equação:

$$\mathbf{H} = \frac{m_d}{4\pi r^3} e^{-jT} e^{-T} \{ 2 \cos \theta (1 + (1+j)T) \hat{\mathbf{r}} + \sin \theta (1 + (1+j)T + 2jT^2) \hat{\boldsymbol{\theta}} \}, \quad (1)$$

no qual θ é o ângulo entre o ponto que gera a indução e o ponto que sofre a indução. T é dado por: $T = r\sqrt{\mu\sigma\omega/2}$, com r sendo a distância entre o transmissor e receptor, μ a permeabilidade do meio, σ a condutividade do meio e ω a frequência angular. m_d é o momento magnético da antena *loop*, dado por: $m_d = N_{tx} I_{tx} S_{tx}$, com N_{tx} representando o número de voltas na *loop* transmissora, I_{tx} o valor RMS da corrente elétrica na antena transmissora e S_{tx} a área do *loop*.

Este campo magnético induz uma tensão no receptor que pode ser expressa pela seguinte equação:

$$V_{rx}(\omega) = -j\omega\mu N_{rx} S_{rx} [\mathbf{H}_r \cos(\theta - \theta_x) \cos(\theta_y) - \mathbf{H}_\theta \sin(\theta - \theta_x) \cos(\theta_y)], \quad (2)$$

no qual θ_x e θ_y são ângulos de rotação nas antenas, \mathbf{H}_r é a componente do campo magnético na direção $\hat{\mathbf{r}}$ e \mathbf{H}_θ é a componente do campo magnético na direção $\hat{\boldsymbol{\theta}}$.

A Figura 1 ilustra, por exemplo, a função de transferência do canal utilizada neste trabalho, com condutividade de 0.01 S/m, permeabilidade de $4\pi 10^{-7}$ H/m e 200 metros de distância entre o transmissor e receptor.

Sávio Oliveira de Almeida Neves, André Noll Barreto, Adoniran Judson Braga e Leonardo Aguayo, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília - UnB, Brasília-DF, Brasil, E-mails: savio.oneves@aluno.unb.br, andrebarreto@ene.unb.br, jbraga@ene.unb.br, aguayo@unb.br. Este trabalho é objeto de uma parceria entre o Instituto Tecnológico Vale (ITV) e a UnB.

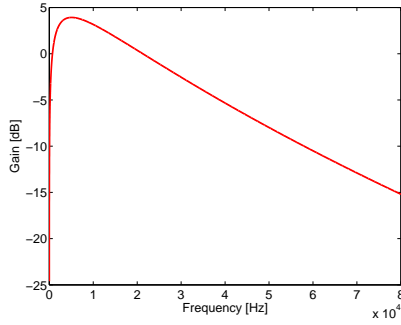


Fig. 1: Função de transferência do canal TTE - $\sigma = 0.01$ S/m, $\mu = 4\pi 10^{-7}$ H/m and $r = 200$ m.

B. Ruído Atmosférico

Utilizamos o modelo desenvolvido por [5] para modelar a distribuição de probabilidade de amplitude, devido a sua precisão e por ser matematicamente simples. Neste modelo, o ruído é descrito como um fasor e a sua amplitude, Z , é composta pela soma de duas componentes: a componente Gaussiana, X , e a componente impulsiva, Y . A componente Gaussiana é composta por descargas atmosféricas distantes ao receptor e a componente impulsiva é composta por descargas atmosféricas próximas ao receptor [5] [3].

A função densidade de probabilidade que descreve a amplitude da componente Gaussiana é a da distribuição de Rayleigh [5], tendo como parâmetro R_0^2 , potência média de ruído. A amplitude da componente impulsiva é descrita por uma distribuição de Weibull (também descrita na literatura como uma *Power-Rayleigh*) [5], tendo como parâmetros R e a que dependem da energia média em Y . A variável a assume valores entre 0 e 2, e quanto menor o valor de a , maior a probabilidade de Y ter valores de ruído impulsivo grandes [5].

Sendo assim, a função densidade de probabilidade resultante é dada pela convolução das funções densidade de probabilidade da componente Gaussiana e da componente impulsiva, uma vez que $Z=X+Y$.

Por fim, é interessante introduzir o parâmetro γ^2 (impulsividade), que representa a razão de energia entre a parte impulsiva e a parte Gaussiana do ruído. O parâmetro γ^2 é dado por

$$\gamma^2 = \frac{E\{y^2\}}{E\{x^2\}} = \frac{R^2 \Gamma(1 + 2/a)}{R_0^2}. \quad (3)$$

III. ESTIMAÇÃO DAS HARMÔNICAS

Conforme comentado na Seção I, as harmônicas não são sinais determinísticos, variando sua frequência, amplitude e fase instantâneas. Assim sendo, a fim de mitigar a presença desses sinais interferentes é necessário realizar a sua correta estimação. Para isso, foram utilizados os algoritmos descritos abaixo.

A. Estimação da Frequência Instantânea

Para obter o valor da frequência instantânea, utilizou-se o algoritmo descrito em [6]. De maneira resumida o algoritmo

funciona da seguinte maneira: considera-se um sinal $x(t)$ descrito pela seguinte equação:

$$x(t) = A \cos(\omega t + \phi_0). \quad (4)$$

Ao discretizar o sinal com uma taxa de f_s , teremos no instante t_k , t_{k-1} e t_{k+1} os seguintes valores:

$$x_k = A \cos(\omega t_k + \phi_0), \quad (5a)$$

$$\begin{aligned} x_{k-1} &= A \cos(\omega t_{k-1} + \phi_0) \\ &= A \cos(\omega(t_k - \Delta t) + \phi_0), \end{aligned} \quad (5b)$$

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A \cos(\omega t_{k+1} + \phi_0) \\ &= A \cos(\omega(t_k + \Delta t) + \phi_0). \end{aligned} \quad (5c)$$

Ao utilizar propriedades trigonométricas de soma de cosseno nas Equações 5b e 5c, obtemos:

$$\begin{aligned} x_{k-1} &= A \cos(\omega t_k + \phi_0) \cos(\omega \Delta t) \\ &\quad + A \sin(\omega t_k + \phi_0) \sin(\omega \Delta t), \end{aligned} \quad (6a)$$

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A \cos(\omega t_k + \phi_0) \cos(\omega \Delta t) \\ &\quad - A \sin(\omega t_k + \phi_0) \sin(\omega \Delta t). \end{aligned} \quad (6b)$$

Ao adicionarmos as Equações 6a e 6b, obtemos:

$$\begin{aligned} x_{k-1} + x_{k+1} &= 2A \cos(\omega t_k + \phi_0) \cos(\omega \Delta t) \\ &= 2x_k \cos(\omega \Delta t). \end{aligned} \quad (7)$$

Após algumas manipulações na Equação 7, podemos obter o valor da frequência instantânea, de acordo com a equação abaixo.

$$f_k = f_s / (2\pi) \arccos(x_{k-1} + x_{k+1} / 2x_k). \quad (8)$$

A Equação 8 pode ser generalizada para utilização de mais amostras, considerando \mathbf{X}_k , \mathbf{X}_k^- e \mathbf{X}_k^+ vetores coluna que contêm $2M + 1$ elementos, podemos generalizar a Equação 8 para:

$$f_k = f_s / (2\pi) \arccos(\mathbf{X}_k^T (\mathbf{X}_k^- + \mathbf{X}_k^+) / (2\mathbf{X}_k^T \mathbf{X}_k)). \quad (9)$$

B. Estimação de Harmônicas Utilizando Algoritmo LMS

A fim de realizar a estimação de harmônicas para, posteriormente, mitigá-las no sinal transmitido de comunicações TTE, os autores implementaram o algoritmo descrito em [7]. Abaixo, segue uma sucinta revisão teórica acerca do funcionamento do mesmo.

Inicialmente, deve considerar um sinal de harmônicas descrito por:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=1}^N A_n \sin(\omega_n t + \phi_n) \\ &\quad + A_{dc} \exp(-\alpha_{dc} t) + n(t). \end{aligned} \quad (10)$$

Ao discretizar o sinal e aplicar expansão de Taylor para o decaimento exponencial, consegue-se:

$$y(k) = \sum_{n=1}^N A_n \sin(\omega_n kT + \phi_n) + A_{dc} - A_{dc}\alpha_{dc}kT + n(kT). \quad (11)$$

Utilizando relações trigonométricas de soma de cosseno, podemos reescrever a Equação 11 por:

$$y(k) = \sum_{n=1}^N [A_n \sin(\omega_n kT) \cos(\phi_n) + A_n \cos(\omega_n kT) \sin(\phi_n)] + A_{dc} - A_{dc}\alpha_{dc}kT + n(kT) = \mathbf{x}(k)\mathbf{w}(k) + n(kT). \quad (12)$$

Considerando os vetores $\mathbf{x}(k)$ e \mathbf{w} dado por:

$$\mathbf{x}(k) = [\sin(\omega_1 kT) \cos(\omega_1 kT) \dots \sin(\omega_n kT) \cos(\omega_n kT) 1 - kT], \quad (13a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k) &= [w_1(k) \dots w_{2n-1}(k) \dots w_{2n+2}(k)]^T \\ &= [A_1(k) \cos(\phi_1(k)) \ A_1(k) \sin(\phi_1(k)) \dots \\ &\quad A_n(k) \cos(\phi_n(k)) \ A_n(k) \sin(\phi_n(k)) \dots \\ &\quad A_{dc}(k) \ A_{dc}(k)\alpha_{dc}(k)]^T. \end{aligned} \quad (13b)$$

A partir das Equações 13a e 13b, pode-se estimar o valor da amplitude e da fase de cada harmônica, usando as equações a seguir:

$$A_n(k) = \sqrt{w_{2n}(k)^2 + w_{2n-1}(k)^2}, \quad (14a)$$

$$\phi_n(k) = \arctan\left(\frac{w_{2n}(k)}{w_{2n-1}(k)}\right). \quad (14b)$$

Para atualizar os valores do vetor $\mathbf{w}(k)$ é necessário utilizar as equações do algoritmo LMS (do inglês *Least Mean Squares*), descritas abaixo:

$$e(k) = y(k) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(k), \quad (15a)$$

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \mu e(k) \mathbf{x}(k). \quad (15b)$$

IV. SIMULADOR

O sistema simulado utiliza modulação BPSK (binary phase shift keying) e um pulso de cosseno levantado (RCOS) com fator de roll-off $\beta = 0,5$. A banda do sinal está centralizada na frequência da portadora, f_c , e tem extensão de $f_c - (1 + \beta)(R/2)$ Hz até $f_c + (1 + \beta)(R/2)$ Hz. A frequência da portadora é a frequência ótima do canal TTE, $f_c = f_{opt}$. Para calcular a frequência ótima, consideramos condutividade de 0,01 S/m, permeabilidade de $4\pi 10^{-7}$ H/m e 200 metros de distância entre o transmissor e receptor.

Além disso, consideramos duas situações de ruído atmosférico, a primeira com menor impulsividade, que se assemelha ao ruído Gaussiano ($a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$), e a segunda situação com maior impulsividade ($a = 1$ e $\gamma^2 = 10$). Também consideramos duas taxas de transmissão, $R_b = 5000$

kbps e $R_b = 6750$ kbps, a fim de verificar o impacto da interferência das harmônicas no receptor.

O sinal de harmônicas adicionado foi o descrito na Equação 16c. Este sinal foi elaborado para ser semelhante a uma onda triangular, todavia, o sinal foi modificado a fim de verificar como o impacto de uma defasagem iria afetar o estimador baseado em LMS. No caso, utilizamos uma defasagem de $\pi/4$ radianos em algumas harmônicas. Além disso, o valor de A é ajustado de acordo com a razão sinal-ruído desejada, optou-se por um valor de relação sinal ruído equivalente a -45 dB. Portanto ao realizar a simulação, variamos o valor de E_b/N_0 levando em consideração o ruído atmosférico e, após, adicionamos o sinal das harmônicas com um valor de potência 45 dB maior ao da potência do sinal.

$$H_1(t) = \sum_{i=1}^{33} \frac{8 \cdot A}{i^2 \pi^2} \sin(2\pi f_h t), \ i = 1, 5, 9, \dots, 29, 33 \quad (16a)$$

$$H_2(t) = \sum_{i=3}^{35} \frac{8 \cdot A}{i^2 \pi^2} \sin(2\pi f_h t + \pi/4), \ i = 3, 7, 11, \dots, 31, 35 \quad (16b)$$

$$H_{arm}(t) = H_1(t) + H_2(t) \quad (16c)$$

Por fim, utilizamos quatro técnicas para estimação ou filtragem das harmônicas a fim de verificar o desempenho do enlace. A primeira foi a utilização de filtros *notch* IIR com frequência central equivalente à frequência nominal, banda de 4Hz e eles são de quarta ou de décima ordem. A segunda foi a utilização do algoritmo descrito em [7] tendo como parâmetro de entrada a frequência instantânea estimada de acordo com o algoritmo descrito em [6]. A partir da estimação das harmônicas, realizamos o cancelamento no sinal recebido. A terceira técnica foi a utilização de filtros estáticos seguidos da segunda técnica. Por fim, a quarta técnica foi baseada no trabalho [8] utilizando o estimador da frequência instantânea descrito em [6]. Todavia, para a quarta técnica, utilizamos filtros digitais biquadráticos IIR com um filtro padrão na frequência nominal e alteramos os coeficientes de acordo com a estimação da frequência instantânea.

Além disso, para a quarta técnica, os autores propõem a utilização de um protocolo de acesso ao meio para obter valores iniciais da frequência instantânea das harmônicas. Em nossas simulações, assumimos um *handshake* com pacotes RTS (do inglês *Request to Send*) e CTS (do inglês *Clear to Send*), e durante esta troca, estimamos a frequência instantânea das harmônicas e adaptamos os coeficientes dos filtros, antes de realizar a transmissão dos dados.

V. RESULTADOS

A. Variação da Frequência Instantânea

Para entender melhor como a variação da frequência instantânea ocorre, obtivemos os valores da frequência instantânea do sistema europeu amostrado a cada segundo, coletados durante uma semana, de 09/09/2012 até 15/09/2012, e disponibilizados na internet [9]. Inicialmente, geramos o

histograma com os valores obtidos e a partir dele verificamos qual função densidade de probabilidade mais se aproximava, conforme pode ser visto na Figura 2. No caso, a função densidade de probabilidade que mais se aproximou foi a gaussiana com média igual a 49,9983 e desvio padrão igual a 0,020511.

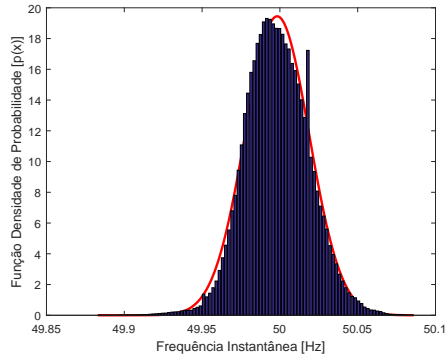


Fig. 2: Função densidade de probabilidade da frequência instantânea.

Posteriormente, verificamos a função de autocorrelação dos dados. A partir dela, nota-se que para pequenos deslocamentos no tempo a série possui um valor de autocorrelação significativo, permanecendo superior a 0,9 por deslocamentos de até 16 segundos. A Figura 3 ilustra o valor da autocorrelação para deslocamentos temporais de até uma hora.

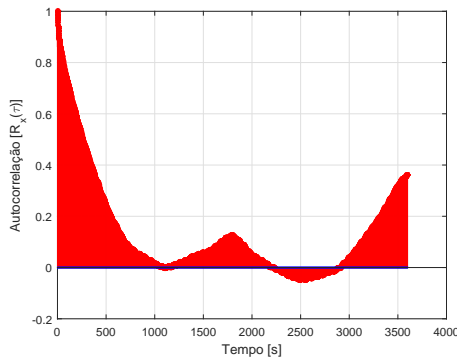


Fig. 3: Função autocorrelação da frequência instantânea.

B. Avaliação do Desempenho sob a Presença de Harmônicas

Nesta subseção são apresentados os resultados obtidos na simulação. Foram utilizadas as técnicas citadas anteriormente, e para efeito de comparação foram geradas as seguintes curvas: curva teórica de transmissão BPSK com ruído gaussiano, curva com ruído atmosférico e curva com ruído atmosférico mais as harmônicas sem processamento algum.

A Figura 4 ilustra a situação em que utilizamos uma taxa de transmissão de 5 kbps, ruído atmosférico com $\alpha = 1$ e $\gamma^2 = 10$ e frequência da primeira harmônica igual a 49,883 Hz. Dada a frequência da portadora utilizada, as harmônicas não interferem significativamente na transmissão, independente de desvio da frequência da harmônica. Portanto,

todas as situações obtiveram resultados próximos ao resultado da curva de ruído atmosférico sem harmônicas.

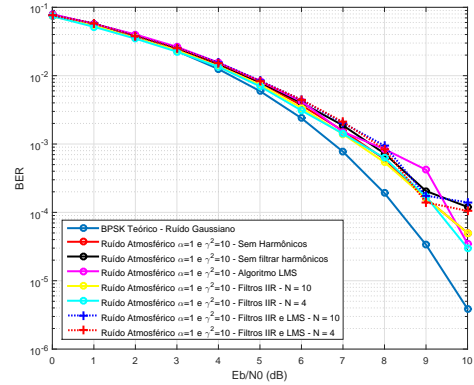


Fig. 4: Taxa de erro de bit considerando as harmônicas com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 5 kbps, com $\gamma^2 = 10$

Por sua vez, as Figuras 5 e 6 ilustram o caso em que a taxa de transmissão é 6,75 kbps. Neste caso, as harmônicas interferem significativamente na recepção do sinal, conforme pode ser observado na curva em que não houve processamento. É interessante ressaltar que o algoritmo LMS é muito sensível à estimação da frequência instantânea, pois mesmo desvios da ordem de alguns mHz podem resultar em uma deterioração da curva da taxa de erro de bit. Além disso, é importante notar que o desempenho ao utilizar filtros não adaptativos depende significativamente do desvio da frequência nominal da harmônica, o desvio de 117 mHz na frequência de 50 Hz, gerou desvios maiores nas harmônicas subsequentes, prejudicando assim o desempenho. Por fim, percebe-se que ao adaptar os coeficientes dos filtros, após a estimação da frequência instantânea das harmônicas, consegue-se uma curva mais independente desta variação da frequência.

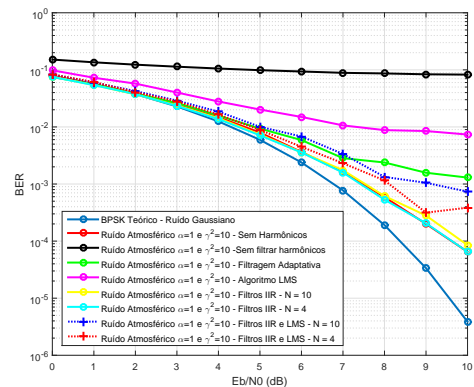


Fig. 5: Taxa de erro de bit considerando as harmônicas em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10$

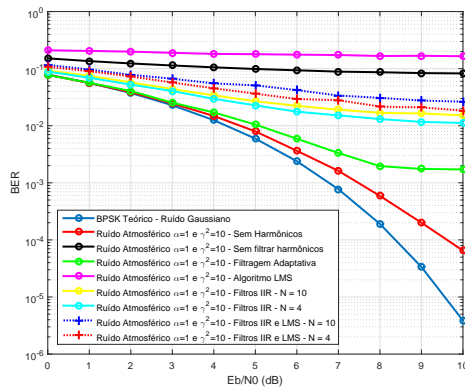


Fig. 6: Taxa de erro de bit considerando as harmônicas com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10$

Posteriormente, modificamos o valor da impulsividade para $\gamma^2 = 10^{-5}$ e novas simulações foram realizadas. Para o caso da taxa de transmissão equivalente a 5 kbps, os resultados são semelhantes ao supracitado anteriormente, com a única diferença que as curvas se aproximaram da curva de ruído Gaussiano, pois o valor da impulsividade do ruído atmosférico foi reduzido.

As Figuras 7 e 8 ilustram o caso em que a taxa de transmissão é 6,75 kbps, ruído atmosférico com $\alpha = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$ e frequência da primeira harmônica igual a 50 Hz e 49,883 Hz, respectivamente. Os resultados são semelhantes aos comentados para o caso de $\gamma^2 = 10$, nota-se como a variação de frequência prejudica o desempenho de filtros não adaptativos, como o algoritmo LMS é dependente de uma estimação precisa da frequência instantânea, e por fim, como o filtro adaptativo permanece estável.

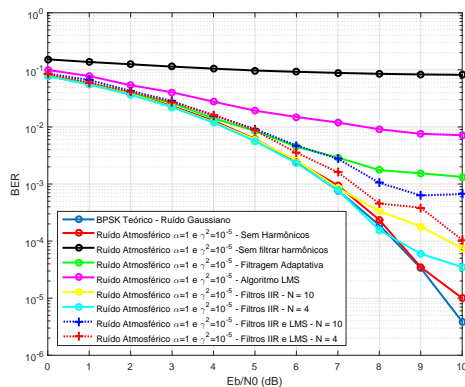


Fig. 7: Taxa de erro de bit considerando as harmônicas em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10^{-5}$

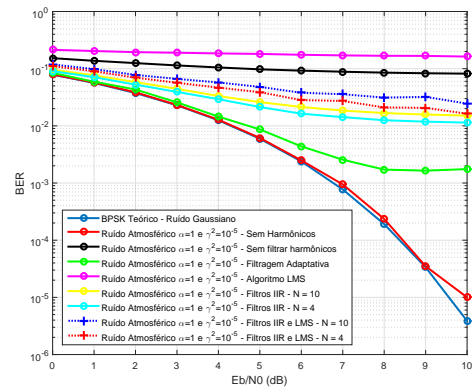


Fig. 8: Taxa de erro de bit considerando as harmônicas com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10^{-5}$

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho, os autores verificaram o impacto da presença do ruído antrópico em comunicações TTE. Verificamos que ao realizar um pequeno desvio na frequência de 50 Hz, deteriorou-se significativamente o desempenho do sistema para os casos em que a taxa de transmissão necessita de uma banda que ocupe a frequência das harmônicas. Também notamos que o algoritmo de estimação de harmônicas foi mais propenso a erros, dado a necessidade de precisão na estimação da frequência. Todavia, para a utilização de filtros é necessário realizar a adaptação do mesmo, a fim de evitar um impacto no desempenho devido aos desvios nas frequências das harmônicas. Por fim, propusemos a união do uso de um protocolo de acesso ao meio com a estimação da frequência instantânea, a fim de obter valores iniciais das frequências das harmônicas e adaptar nosso sistema.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Yenchek, G. Homce, N. Damiano, and J. Srednicki, "Niosh-sponsored research in through-the-earth communications for mines: A status report," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1700–1707, Sept 2012.
- [2] T. D. Barkand, N. W. Damiano, and W. A. Shumaker, "Through-the-earth, two-way, mine emergency, voice communication systems," in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 2, Oct 2006, pp. 955–958.
- [3] F. H. Raab, "Noise model for low-frequency through-the-earth communication," *Radio Science*, vol. 45, no. 6, 2010.
- [4] D. Gibson, "Channel characterisation and system design for sub-surface communications," Ph.D. dissertation, School of Electronic and Electrical Engineering, 2003.
- [5] E. Field and M. Lewinstein, "Amplitude-probability distribution model for vlf/elf atmospheric noise," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 1, pp. 83–87, Jan 1978.
- [6] A. Abdollahi and F. Matinfar, "Frequency estimation: A least-squares new approach," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 790–798, April 2011.
- [7] H. M. M. Alhaj, N. M. Nor, V. S. Asirvadam, and M. F. Abdullah, "Power system harmonics estimation using lms, lmf and lms/lmf," in *2014 5th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*, June 2014, pp. 1–5.
- [8] C. A. G. Marques, M. V. Ribeiro, C. A. Duque, P. F. Ribeiro, and E. A. B. da Silva, "A controlled filtering method for estimating harmonics of off-nominal frequencies," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 38–49, March 2012.
- [9] "Measurement of the mains frequency," <http://www.mainsfrequency.com>, acessado 05 de Abril de 2017.