

# 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 harmônicos, deteriora o desempenho em comunicações através do solo. Além disso, os autores comparam técnicas de estimação e filtragem para atenuação dos harmônicos, considerando o caso em que eles 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 Harmônicos, 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 harmônicos, sendo gerados 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, os harmônicos não são sinais determinísticos com espectros equivalentes a impulsos localizados em uma única frequência. Na verdade, eles ocupam uma certa banda centrada na frequência nominal, como se estivessem sendo modulados 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

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.

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

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 dos harmônicos; a Seção IV apresenta o simulador desenvolvido; a Seção V apresenta estudos acerca da variação da frequência instantânea dos harmônicos 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  $\theta$  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,  $\mu$  a permeabilidade do meio,  $\sigma$  a condutividade do meio e  $\omega$  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 no *loop* transmissor,  $I_{tx}$  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  $\theta_x$  e  $\theta_y$  são ângulos de rotação nas antenas,  $\mathbf{H}_r$  é a componente do campo magnético na direção  $\hat{\mathbf{r}}$  e  $\mathbf{H}_\theta$  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.

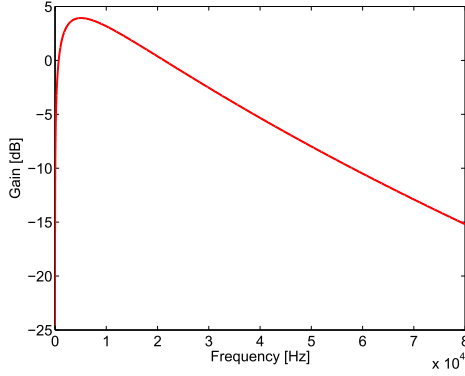


Fig. 1: Função de transferência do canal TTE -  $\sigma = 0.01$  S/m,  $\mu = 4\pi 10^{-7}$  H/m and  $r = 200$  m.

### B. Ruído Atmosférico

Utilizamos o modelo desenvolvido por [5] para modelar a distribuição de probabilidade de magnitude, devido a sua precisão e por ser matematicamente simples. Neste modelo, o ruído é descrito como um fasor e a sua magnitude,  $Z$ , 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 magnitude da componente Gaussiana é a da distribuição de Rayleigh [5], tendo como parâmetro  $R_0^2$ , potência média de ruído. A magnitude 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  $\gamma^2$  (impulsividade), que representa a razão de energia entre a parte impulsiva e a parte Gaussiana do ruído. O parâmetro  $\gamma^2$  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 DOS HARMÔNICOS

Conforme comentado na Seção I, os harmônicos 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 Harmônicos Utilizando Algoritmo LMS

A fim de realizar a estimação das amplitudes e fases dos harmônicos para, posteriormente, mitigá-los no sinal recebido, os autores implementaram o algoritmo descrito em [7]. Abaixo, segue uma sucinta revisão teórica acerca do funcionamento do mesmo.

Inicialmente, devemos considerar um sinal de harmônicos  $y(t)$  descrito por:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N A_n \sin(\omega_n t + \phi_n) + n(t), \quad (10)$$

no qual  $A_n$  é amplitude do  $n$ -ésimo harmônico,  $\omega_n$  é a frequência do  $n$ -ésimo harmônico,  $\phi_n$  é a fase do  $n$ -ésimo harmônico e  $n(t)$  é o ruído existente.

Ao discretizar o sinal, considerando um intervalo de amostragem  $T$ , consegue-se:

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k) &= [w_1(k) \dots w_{2N-1}(k) w_{2N}(k)]^T \\ &= [A_1(k) \cos(\phi_1(k)) A_1(k) \sin(\phi_1(k)) \dots \\ &A_N(k) \cos(\phi_N(k)) A_N(k) \sin(\phi_N(k))]^T. \end{aligned} \quad (13b)$$

A partir das Equações 13a e 13b, pode-se estimar o valor da amplitude e da fase do  $n$ -ésimo harmônico, usando as equações a seguir:

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

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

Ou seja, para conseguir os valores de amplitude e fase instantâneas de cada harmônico é necessário obter os valores do vetor  $\mathbf{w}(k)$ . Para isso, utilizamos o algoritmo LMS (do inglês *Least Mean Squares*) para se atualizar o valor de  $\mathbf{w}(k)$  a cada amostra com as equações descritas abaixo:

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

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

Por fim, ao se conseguir os valores da amplitude e fase, é possível realizar o cancelamento dos harmônicos.

#### 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,  $R_b = 5$  kbps e  $R_b = 6,75$  kbps, a fim de verificar o impacto da interferência dos harmônicos no receptor, visto que não há sobreposição do espectro dos harmônicos com o do sinal transmitido para  $R_b = 5$  kbps, mas há sobreposição dos espectros para  $R_b = 6,75$  kbps.

O sinal de harmônicos adicionado foi o descrito na Equação 16c, e para relacioná-lo com o algoritmo descrito na Subseção III-B temos que  $A_n = (8.A)/(i^2\pi^2)$ ,  $\omega_n = 2\pi i f_h$  e  $\phi_n = 0$  ou  $\phi_n = \pi/4$ . 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 alguns harmônicos. 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 dos harmônicos com um valor de potência 45 dB maior ao da potência do sinal.

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

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

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

Por fim, utilizamos quatro estratégias, baseadas na utilização de filtros digitais e nas técnicas descritas nas Subseções III-A e III-B, para atenuar os harmônicos e verificar o desempenho do enlace.

- Estratégia 1: utilização de filtros digitais *notch* IIR com frequência central equivalente à frequência nominal, banda de 4Hz e eles são de quarta ou de décima ordem;
- Estratégia 2: utilização do algoritmo descrito na Subseção III-B tendo como parâmetro de entrada a frequência instantânea estimada de acordo com o algoritmo descrito na Subseção III-A. A partir da estimação dos harmônicos, realizamos o cancelamento dos harmônicos no sinal recebido;
- Estratégia 3: utilização dos filtros digitais estabelecidos na primeira estratégia seguidos da segunda estratégia;
- Estratégia 4: é baseada no trabalho [8] utilizando o estimador da frequência instantânea descrito na Subseção III-A. Todavia, para a quarta estratégia, 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 estratégia, os autores propõem a utilização de um protocolo de acesso ao meio para obter valores iniciais da frequência instantânea dos harmônicos. 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 dos harmônicos 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 elétrico de potência do continente 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 realizamos uma aproximação por uma função densidade de probabilidade Gaussiana, conforme pode ser visto na Figura 2. No caso, a função densidade de probabilidade Gaussiana possui média igual a 49,9983 e desvio padrão igual a 0,020511.

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.

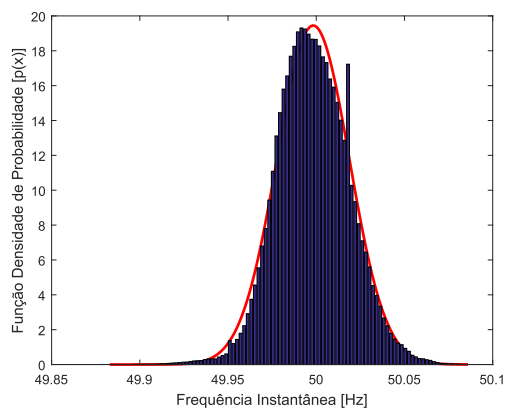


Fig. 2: Função densidade de probabilidade da frequência instantânea.

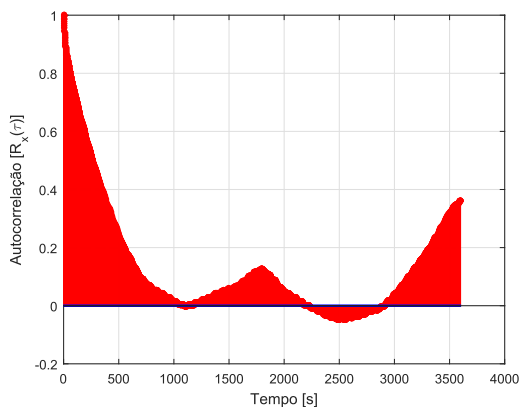


Fig. 3: Função autocorrelação da frequência instantânea.

### B. Avaliação do Desempenho sob a Presença de Harmônicos

Nesta subseção são apresentados os resultados obtidos na simulação. Foram utilizadas as estratégias citadas anteriormente, e para efeito de comparação foram geradas as seguintes curvas: curva de probabilidade de erro de bit para transmissão com modulação BPSK e ruído Gaussiano (curva azul contínua), curva de taxa de erro de bit com ruído atmosférico (curva vermelha contínua) e curva de taxa de erro de bit com ruído atmosférico mais os harmônicos sem processamento algum (curva preta contínua).

Notamos que ao simularmos o sistema com uma taxa de transmissão de 5 kbps, todas as curvas de taxa de erro de bit serão semelhantes ao caso do ruído atmosférico sem interferência de harmônicos. Isso ocorre, pois dada a frequência da portadora utilizada, os harmônicos não interferem significativamente na transmissão, independente de desvio da frequência do harmônico.

As Figuras 4 e 5 ilustram o caso em que a taxa de transmissão é 6,75 kbps. Neste caso, os harmônicos 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 do harmônico, o desvio de 117 mHz na frequência de 50 Hz, gerou desvios maiores nos harmônicos subsequentes, prejudicando assim o desempenho. Por fim, percebe-se que ao adaptar os coeficientes dos filtros digitais, após a estimação da frequência instantânea dos harmônicos, consegue-se uma curva mais independente desta variação da frequência.

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 6 e 7 ilustram o caso em que a taxa de transmissão é 6,75 kbps, ruído atmosférico com  $a = 1$  e  $\gamma^2 = 10^{-5}$  e frequência do primeiro harmônico 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, pois conforme já comentamos, o desvio de 117 mHz na frequência de 50 Hz, gerou desvios maiores nos harmônicos subsequentes, prejudicando assim o desempenho do filtro projetado. Além disso, é visível como o algoritmo LMS é dependente de uma estimação precisa da frequência instantânea, e por fim, como o filtro adaptativo permanece estável.



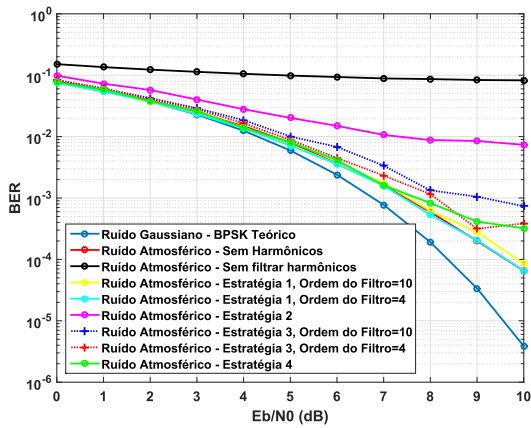


Fig. 4: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com  $a = 1$  e  $\gamma^2 = 10$

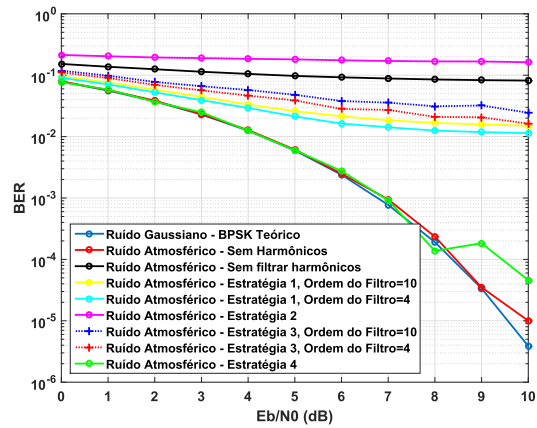


Fig. 7: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com  $a = 1$  e  $\gamma^2 = 10^{-5}$

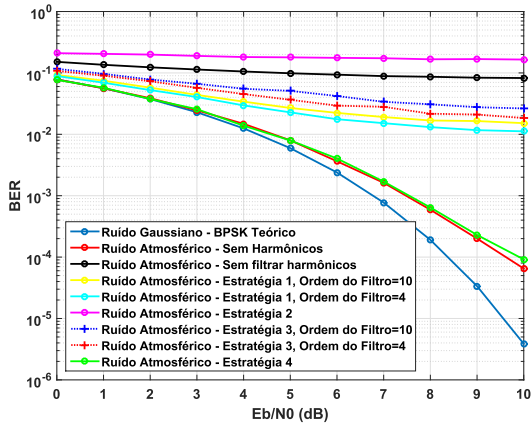


Fig. 5: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com  $a = 1$  e  $\gamma^2 = 10$

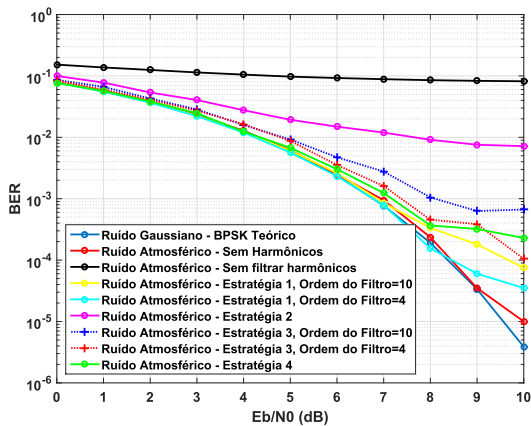


Fig. 6: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com  $a = 1$  e  $\gamma^2 = 10^{-5}$

## 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 dos harmônicos. Também notamos que o algoritmo de estimação de harmônicos 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 dos harmônicos.

## 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, 2 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. Asirvadani, 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.