

# Desafios para a transmissão de dados em um sistema de comunicação through-the-earth (TTE)

Lucas Sousa e Silva, Josua Peña Carreño, Sávio Oliveira de Almeida Neves, Adoniran Judson Braga, Leonardo Aguayo, André Noll Barreto

**Resumo**—Sistemas de comunicação através-da-terra (TTE – *through-the-earth*) são de grande valia em minas subterrâneas, tanto para mineração autônoma quanto para comunicação de emergência em acidentes. Para que o sinal possa atravessar camadas de terra ou rocha, é utilizada usualmente indução magnética. Por conta de características do canal, estes sistemas são bastante desafiadores, apresentando uma largura de banda muito estreita, perdas de percurso elevadas e ruído não gaussiano, que advém de fenômenos atmosféricos, harmônicos de linhas de transmissão de energia e equipamentos elétricos. Neste trabalho apresentamos alguns destes desafios, mas também algumas soluções que vêm sendo investigadas por nosso grupo de pesquisa.

## I. INTRODUÇÃO

Para o desenvolvimento da atividade mineradora, é claramente importante poder se comunicar em tempo real com todos os membros de uma equipe, assim como transmitir informações relevantes em situações corriqueiras ou emergenciais. Recentemente, devido ao aumento do uso da automação em mineração, também tornou-se extremamente importante fornecer meios de comunicação entre máquinas e equipamentos localizados em várias profundidades da mina.

Neste contexto, para se auxiliar as atividades em minas subterrâneas, surgiu o conceito de comunicações sem-fio através-da-terra, em que são usadas ondas eletromagnéticas em frequências muito baixas, geralmente por meio de indução magnética, para estabelecer um enlace da superfície para o subsolo de uma mina subterrânea (*downlink*), ou do subsolo para a superfície (*uplink*), utilizando o solo como meio de propagação [1].

Devido às difíceis condições de propagação e à natureza dos circuitos de indução magnética, a transmissão ocorre apenas em frequências muito baixas, abaixo de 100 kHz. Além disso, a resposta em frequência do canal possui um pico que depende das características do solo e da profundidade [2]. Sistemas TTE usados atualmente empregam esquemas de modulação digital, com a frequência da portadora adaptada à frequência de pico da resposta em frequência do canal [3] [4]. Isso efetivamente limita a banda disponível e, consequentemente, a taxa de transmissão de dados possível.

Uma outra característica destes sinais é que, além do ruído térmico gaussiano, temos que lidar com componentes de ruído

não gaussianos, tanto devidos a fenômenos atmosféricos, como relâmpagos, quanto devidos a interferência de equipamentos elétricos e linhas de transmissão de eletricidade.

Neste trabalho, faremos um apanhado de alguns destes problemas, e apresentaremos alguns estudos que vêm sendo realizados por nosso grupo de pesquisas em sistemas TTE. Este artigo apresenta, resumidamente, outros três trabalhos apresentados a este simpósio [5]–[7].

O artigo está organizado da seguinte forma. Na Seção II, o modelo teórico de canal de um sistema de comunicação TTE é apresentado. Na Seção III apresentamos um modelo empírico de canal [5]. Uma abordagem alternativa para um melhor aproveitamento do canal de comunicações é apresentada na Seção IV [6], e um estudo da capacidade de canal na presença de ruído atmosférico é apresentado na Seção V [7]. Por fim, algumas observações finais e possíveis trabalhos futuros são apresentados na Seção VI.

## II. PROPAGAÇÃO ELETROMAGNÉTICA E O CANAL TTE

Um sistema TTE funciona diferentemente de um sistema de comunicação sem fio convencional. A maioria dos sistemas de comunicação sem fio utilizam antenas de RF, operando em campo distante e em meios de transmissão com as características elétricas semelhantes às do vácuo. No entanto, em um ambiente TTE, surgem complicações, pois o meio é constituído por pedras, areia, água e outros materiais com condutividade elétrica não desprezível. Nessas condições, a perda de propagação cresce bastante em função da frequência e da condutividade elétrica do meio [8].

Devido a esta atenuação, sistemas TTE operam frequentemente por meio de indução magnética. Além disso, o sistema é suscetível ao ruído atmosférico e ao ruído gerado pelo homem, produzindo condições desafiadoras, especialmente no enlace de subida [8].

Considerando o solo um meio condutor de extensão infinita, o campo magnético produzido por uma antena *loop* pode ser aproximado em coordenadas esféricas por [2]:

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

em que  $T = r\sqrt{\mu\sigma\omega}/2$ ,  $\mu$  é a permeabilidade magnética do solo,  $\sigma$  é a condutividade elétrica do solo,  $\omega$  é a frequência angular,  $r$  é a distância entre o transmissor e o ponto de indução,  $m_d = N_{tx} I_{tx} S_{tx}$  é o momento magnético da antena *loop*,  $N_{tx}$  é o número de voltas do *loop* transmissor,  $I_{tx}$

L.S. Silva, J.P.Carreño, S.O. de A. Neves, A. J.Braga, André Noll Barreto estão no Departamento de Engenharia Elétrica, L. Aguayo na Faculdade do Gama, Universidade de Brasília (UnB), Brasília-DF, Brasil, E-mails: lucassilva@aluno.unb.br, josua.d.pena@ieee.org, savio.oneves@aluno.unb.br, jbraga@ene.unb.br, aguayo@unb.br, andrebarreto@ene.unb.br. Este trabalho foi financiado pelo Instituto Tecnológico Vale (ITV).

representa o valor eficaz da corrente elétrica circulando na antena transmissora e  $S_{tx}$  é a área da antena *loop*. Finalmente,  $\theta$  é o ângulo entre o ponto que produz a indução e o ponto que sofre a indução.

Esse campo magnético induz uma tensão na antena *loop* receptora. Por simplicidade, considera-se que as antenas transmissora e receptora são coaxiais e estão verticalmente alinhadas, de modo que cada antena se encontra em planos paralelos. Isso implica que  $\theta = 0^\circ$  e a tensão induzida é dada por

$$V_{rx}(\omega) = -j\omega\mu N_{rx}S_{rx}H_r, \quad (2)$$

em que  $H_r$  é a componente do campo magnético na direção  $\hat{r}$ , e  $N_{rx}$  e  $S_{rx}$  são, respectivamente, o número de voltas e a área do *loop* receptor.

Define-se a impedância de transferência como a razão entre a tensão induzida na antena receptora,  $V_{rx}$ , e a corrente elétrica na antena transmissora,  $I_{tx}$ :

$$Z(T) = V_{rx}(T)/I_{tx}(T), \quad (3)$$

podendo também ser expressa por

$$Z(T) = N_{tx}N_{rx}S_{tx}S_{rx}\mathbf{F}_r, \quad (4)$$

em que a função de transferência  $\mathbf{F}_r$  é deduzida a partir de (1) e (2), e dada por:

$$\mathbf{F}_r = \frac{T^2}{\pi\sigma r^5} e^{-T} \sqrt{1 + 2T + 2T^2} \exp \left\{ j \left[ \arctan \left( \frac{T}{1+T} \right) - T - \frac{\pi}{2} \right] \right\}. \quad (5)$$

A impedância de transferência é, portanto, uma combinação da função de transferência com os ganhos intrínsecos das antenas de transmissão e recepção. Nesta análise, nos limitamos a analisar a distorção causada pelo canal, podendo-se, portanto, ignorar os ganhos das antenas. Desta forma, o único termo de interesse é  $\mathbf{F}_r$ .

Como exemplo, supomos antenas coaxiais, separadas por  $r = 200$  m, e que  $\sigma = 0.01$  S/m. Para este caso, a resposta em frequência do canal é mostrada na Figura 1. Percebe-se que o canal é passa-faixa, assimétrico e, com esses parâmetros, possui frequência ótima, isto é, a frequência com máximo ganho, igual a 5 kHz. Entretanto, a frequência ótima depende da distância entre as antenas e da condutividade do meio.

### III. MODELO EMPÍRICO DE CANAL

#### A. Modelo de dados

Dados de medidas de campo magnético presentes em [9] são os mais completos encontrados na literatura até agora. As intensidades de campo  $\mathbf{H}$  ali presentes foram usadas para construir um banco de dados de condutividade equivalente para as frequências de 630, 1050, 1950 e 3030 Hz através do modelo de Semi-Espaço Homogêneo (SEH) [5]. Os dados brutos de intensidade de campo são normalizados pelo momento magnético configurado para cada medida. As tabelas

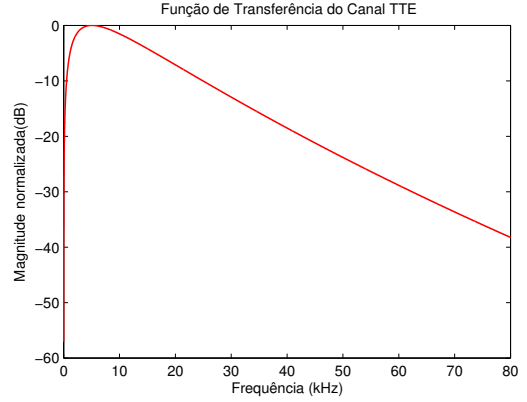


Fig. 1: Função de transferência do canal quando  $\sigma = 0.01$  S/m e  $r = 200$  m.

em [9] devem ser rearranjadas e adaptadas de forma a considerar as profundidades em metros, e o campo magnético e momento magnético em uma mesma escala, a fim de proceder a normalização.

A estimação da condutividade equivalente não pode ser obtida de forma analítica. Curvas de campo servem de mapas de referência para a escolha mais adequada da condutividade equivalente. Essas curvas, ou tabelas, devem considerar como entrada variável, além da intensidade de campo, a profundidade e a frequência de operação. A Figura 2 mostra a estimativa da condutividade equivalente para todas as medidas, independente de frequência ou profundidade, e observa-se como esta pode variar de valor em mais de 500 vezes, mesmo sendo todas referentes à minas de carvão.

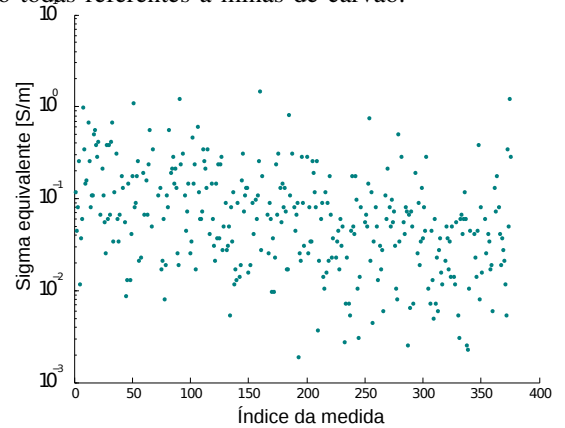


Fig. 2: Condutividades para todas as frequências e profundidades

#### B. Modelagem estatística

Por meio dos modelos de condutividade equivalente em [10] e [11] busca-se encontrar o comportamento estatístico da intensidade de campo e condutividade equivalente.

1) *Estimação da condutividade elétrica considerando todas as medidas:* Inicialmente, a distribuição da condutividade equivalente para todas as frequências e profundidades foi estimada e, comparando-se a raiz do erro médio quadrático (RMSE) entre esta e diversas distribuições analíticas, foi identificada a distribuição Log-Normal com parâmetros  $\mu_{ln} = -2.87$  e  $\sigma_{ln} = 1.27$  com o menor erro RMSE, na ordem de

$6 \times 10^{-3}$ . A Figura 3 apresenta as funções de densidade de probabilidade (PDF) analítica e o histograma das condutividades estimadas.

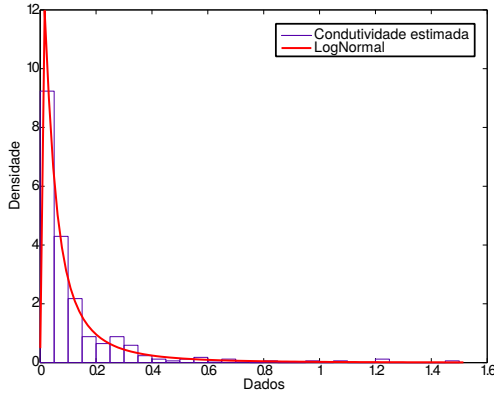


Fig. 3: PDF da condutividade equivalente para todas as frequências e profundidades e a distribuição de melhor ajuste.

2) *Estimação da condutividade elétrica equivalente em função da frequência*: Considerando todas as distâncias em que o campo magnético foi medido, estimou-se a condutividade equivalente para cada frequência. A partir desta estimação foi possível inferir que a condutividade reduz quando a frequência aumenta. Tal comportamento pode ser associado a diferentes condições de campo (quase-estático, de transição, de campo distante, etc.) sofridas pelos campos com diferentes frequências em que modelos simples, como SEH não podem responder. A Figura 4 apresenta as condutividades equivalentes normalizadas para cada frequência através dos parâmetros  $\mu_{ln}$  e  $\sigma_{ln}$  da distribuição Log-Normal.

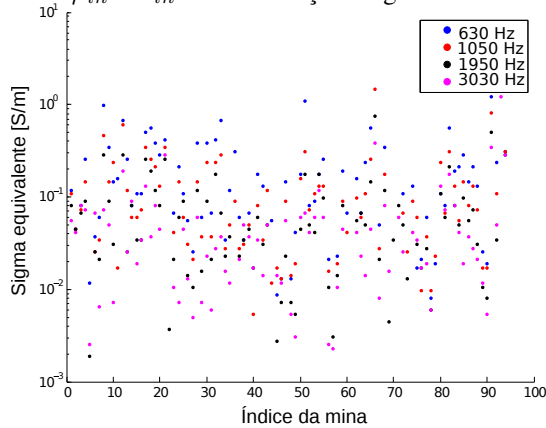


Fig. 4: Condutividades equivalentes normalizadas em frequência para todas as profundidades

3) *Estimação da condutividade elétrica equivalente em função da profundidade da mina e da frequência*: É importante também estimar a variação da condutividade em função da profundidade da mina e da frequência. Observamos que a condutividade equivalente mediana ( $e^{\mu_{ln}}$ ) diminui à medida que a profundidade aumenta. Estas condutividades mais elevadas encontradas em profundidades mais baixas são geralmente justificadas pela presença de equipamentos e cabos metálicos e a maior salinidade do solo próxima à superfície. No entanto, resultados de simulação, em outros estudos dos

autores, mostram que a dependência da condutividade equivalente em profundidade também é verdade mesmo quando não há qualquer camada superior com maior condutividade.

### C. Perda de propagação mediana e frequência ótima mediana

Em diversos modelos empíricos disponíveis na literatura, a perda de propagação mediana do canal, normalmente estimada de dados empíricos e dependente de determinado tipo de ambiente de propagação, serve de orientação para o ajuste de potência de transmissão num enlace de comunicação. A perda mediana da propagação pode ser estimada para comunicação TTE em minas de carvão para a faixa de frequência das medidas obtidas a partir dos dados de campo normalizado. Usando-se técnicas de regressão, um modelo de campo magnético mediano  $H_{50}(h, f)$ , em função da profundidade e frequência, é extraído dos dados.

As curvas da Figura 5 trazem a perda de propagação mediana para 3 profundidades diferentes, indicando suas respectivas frequências ótimas medianas. Outros estudos indicam que esta frequência ótima tende a ter uma maior variabilidade para menores profundidades. Observa-se também na Figura 5 a clara diminuição da largura de banda do canal para maiores profundidades. Na prática, para grande profundidades, o interesse maior é de aumentar o ganho de transmissão, afim de combater a grande perda de propagação, pelo uso de circuitos de ressonância em detrimento da largura de banda.

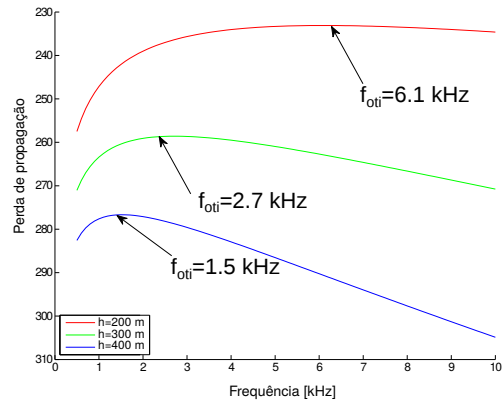


Fig. 5: Perda de propagação mediana para profundidades de 200, 300 e 400 metros

## IV. TRANSMISSÃO EM BANDA BASE EM COMUNICAÇÕES ATRAVÉS-DA-TERRA

Como mencionado previamente, o canal TTE é um sistema passa-faixas. Normalmente utiliza-se algum esquema de modulação digital operando em uma frequência adequada [4], [8]. Se forem empregados pulsos de Nyquist usando PSK ou QAM, a banda ocupada será dada por  $B_{mod} = R(1 + \beta)$ , em que  $R$  é a taxa de símbolos e  $\beta$  é o fator de *roll-off*. Por exemplo, dado o canal mostrado na Figura 1, e considerando  $\beta = 0$ , usando modulação digital com a frequência da portadora igual a frequência ótima, a taxa de transmissão de símbolos seria no máximo igual a  $R = 10$  kHz. Além disso, a parte do canal acima de 10 kHz não seria aproveitada, o que, por causa das características assimétricas da resposta em frequência do canal,

ainda possui uma baixa atenuação relativa. Para aumentar a taxa de transmissão, seria necessário deslocar a frequência da portadora para uma frequência superior à frequência ótima, o que, por outro lado, aumentaria a distorção sofrida pelo sinal transmitido.

Tendo isso em mente, propomos empregar diretamente um sistema banda base que utilize uma codificação de linha adequada para o canal em questão. Já que o canal bloqueia a componente DC e distorce severamente baixas frequências, usar sinalização polar com uma formatação de pulso de cosseno levantado (RCOS – *raised cosine*) não é uma boa escolha.

A sinalização de resposta parcial (PRS – *partial response signaling*) suaviza a restrição de interferência intersimbólica igual a zero e permite uma quantidade controlada de interferência intersimbólica. A ISI controlada pode ser utilizada para moldar o espectro do sinal e reduzir a distorção provocada pelo canal. Uma vez que a interferência intersimbólica é conhecida, o seu efeito pode ser removido no receptor [12].

Formas de onda PRS são frequentemente representadas usando uma combinação linear de  $N$  pulsos de Nyquist como evidenciado na equação (6) [13].

$$p_{PRS} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n p_{\text{Nyquist}}(Rt - n), \quad (6)$$

em que  $w_p$  são coeficientes de ponderação,  $R$  é a taxa de transmissão de símbolos e  $p_{\text{Nyquist}}$  é o pulso de Nyquist.

Diferentes escolhas para os coeficientes de ponderação produzem diferentes formas de onda PRS com características espectrais distintas. Diversas formas de onda PRS podem ser construídas [12], [14], [15]. Dentre elas, o pulso duobinário modificado aparenta ser um dos mais interessantes para a transmissão TTE em banda base. Nesse caso, os coeficientes de ponderação são  $w_0 = +1$ ,  $w_1 = 0$  e  $w_2 = -1$ , e  $w_n = 0$  para  $n > 3$ . O espectro do pulso duobinário modificado é dado por [13].

$$P_{IV}(f) = 2jP_{\text{Nyquist}}(f) \sin\left(\frac{2\pi f}{R}\right) \exp\left(\frac{-j2\pi f}{R}\right), \quad (7)$$

em que  $P_{\text{Nyquist}}(f)$  é o espectro do pulso de Nyquist. O subíndice IV em  $P_{IV}(f)$  é usado para indicar a classe da resposta parcial. Considerando um pulso de Nyquist ideal, o espectro do pulso duobinário modificado possui a forma de onda da função seno de meio ciclo.

O pulso duobinário modificado não possui componente DC e o seu espectro é adequado à resposta em frequência do canal. O sinal duobinário modificado tem pequena memória, o que torna a ISI controlada introduzida simples de ser desfeita no detector. O algoritmo de Viterbi pode ser usado para a estimação de máxima verossimilhança (MLSE – *maximum likelihood sequence estimation*) no receptor [16].

#### A. Resultados de Simulação

Comparamos dois sistemas: um em banda base e outro que emprega modulação digital. O sistema em banda base usa sinalização polar binária e um pulso duobinário modificado,

com fator de *roll-off*,  $\beta = 0,5$ . O sistema banda passante utiliza o esquema de modulação BPSK e um pulso RCOS com o mesmo fator de *roll-off*  $\beta$ . A frequência da portadora é a frequência ótima do canal TTE,  $f_c = f_{\text{opt}}$ , exceto quando a banda do sinal é muito larga, isto é, quando a banda é superior ao dobro da frequência ótima. Neste caso, a banda do sinal se estende de 0 até  $(1 + \beta)R$ , e  $f_c = (1 + \beta)R/2$ .

As Figuras 6 e 7 ilustram os espectros do sinal em banda base, do sinal banda passante e do canal TTE quando a taxa de transmissão de símbolos é  $R = 5$  Kbauds e  $R = 50$  Kbauds, respectivamente. Para  $R = 5$  Kbauds, o sinal banda passante está centralizado na frequência ótima, porém para  $R = 50$  Kbauds a banda do sinal banda passante é muito larga e não pode mais ser centralizada na frequência ótima.

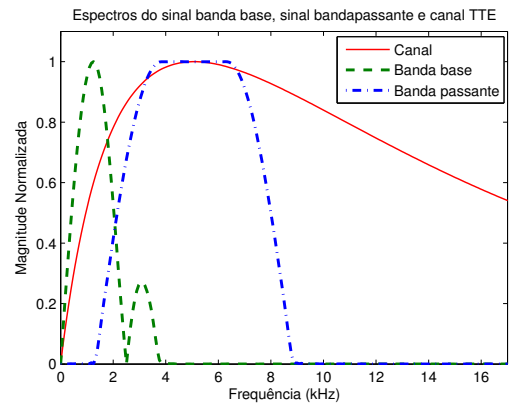


Fig. 6: Espectros do sinal banda base e passante quando a taxa de transmissão de símbolos é  $R = 5$  Kbauds e  $\beta = 0,5$ .

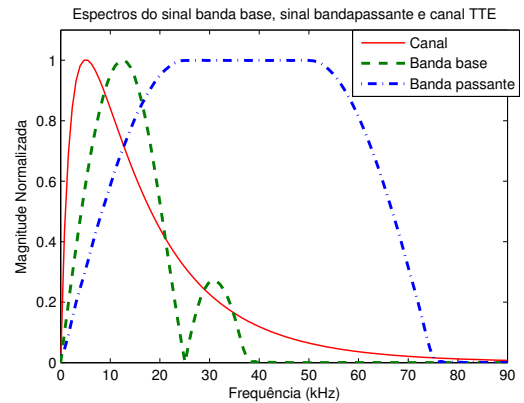


Fig. 7: Espectros do sinal banda base e passante quando a taxa de transmissão de símbolos é  $R = 50$  Kbauds e  $\beta = 0,5$ .

Nos dois sistemas, a estimação de máxima verossimilhança (MLSE) é empregada como algoritmo de equalização.

As Figuras 8 e 10 mostram as curvas de taxas de bits errados (BER) para os sistemas banda base e banda passante quando a taxa de transmissão de símbolos é respectivamente  $R = 5$  Kbauds e  $R = 75$  Kbauds. A medida que a taxa de símbolos aumenta, também aumenta a banda do sinal. Consequentemente, a ISI se torna mais severa e o desempenho piora nos dois sistemas. Além disso, quando a taxa de símbolos

é suficientemente alta, não é mais possível centralizar o espectro do sinal banda passante na frequência ótima, resultando efetivamente em uma maior atenuação.

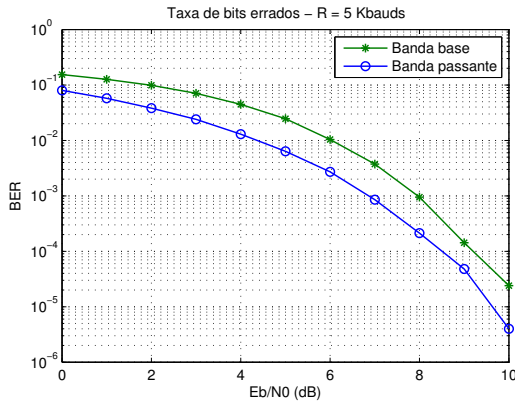


Fig. 8: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para  $R = 5$  Kbauds.

Na Figura 8, a taxa de transmissão de símbolos é baixa e a banda do sinal banda passante está centralizada na frequência ótima. A ISI é baixa, especialmente para o sinal banda passante, cujo desempenho quase não é influenciado pela distorção do canal TTE. Consequentemente, as curvas de taxa de erro de *bit* em função de  $E_b/N_0$  se aproximam do esperado para um canal ideal. O sistema banda passante possui melhor desempenho do que o sistema banda base.

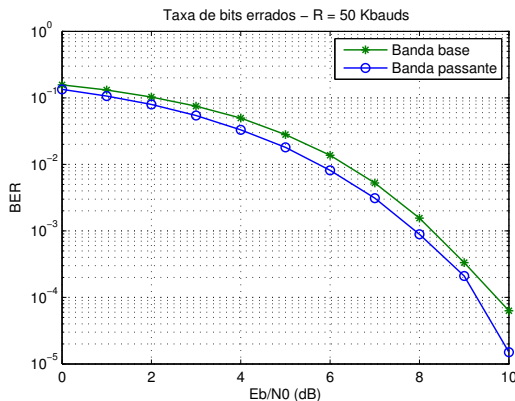


Fig. 9: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para  $R = 50$  Kbauds.

Na Figura 10, a taxa de transmissão de símbolos é 1,5 vezes maior do que na Figura 9 e 15 vezes maior do que na Figura 8. O sinal banda passante não está centralizado na frequência ótima. Os dois sistemas sofrem severa ISI causada pelo canal distorcivo, notadamente o sinal banda passante devido a sua maior banda. Dessa vez, entretanto, a atenuação e a ISI pioram tanto o desempenho do sinal banda passante que o sistema banda base supera, finalmente, o sistema banda passante.

Na Figura 11 é mostrado como a BER varia em função da taxa de transmissão de símbolos para um  $E_b/N_0$  fixo. Aproximadamente após 55 kbauds, o desempenho do sistema banda base começa a superar o desempenho do sistema banda

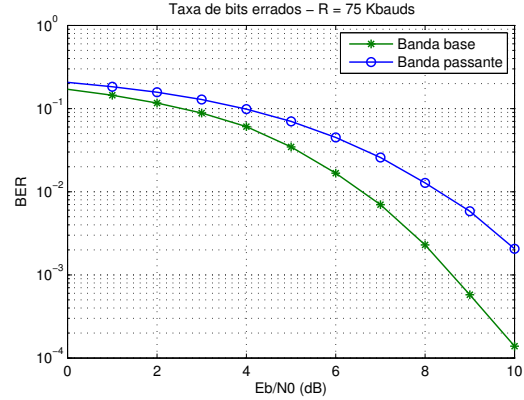


Fig. 10: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para  $R = 75$  Kbauds.

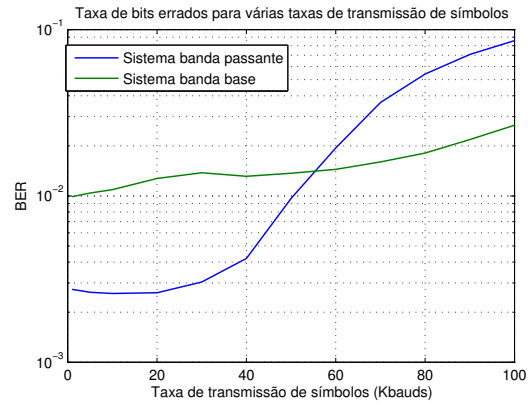


Fig. 11: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para diversas taxas.  $E_b/N_0 = 6$  dB

passante, uma vez que este começa a sofrer com maiores níveis de ISI e atenuação.

## V. CANAL COM RUÍDO ATMOSFÉRICO

Conforme descrito em [17], há diversos modelos que podem ser utilizados a fim de modelar o ruído atmosférico. E assim, como em [17], utilizamos o modelo desenvolvido por [18] para modelar a distribuição de probabilidade de amplitude pela sua precisão e por ser matematicamente simples.

Neste modelo, o ruído é descrito como um fasor e a sua amplitude é composta pela soma de duas componentes: a componente Gaussiana e a componente impulsiva. A componente Gaussiana é composta por descargas atmosféricas distantes ao receptor e a componente impulsiva é composta por descargas atmosféricas próximas ao receptor [18] [19].

A função densidade de probabilidade que descreve a componente Gaussiana é a da distribuição de Rayleigh [18] e a componente impulsiva é descrita por uma distribuição de Weibull (também descrita na literatura como uma *Power-Rayleigh*) [18]. Sendo assim, a função densidade de probabilidade (PDF)



resultante é dada pela convolução das PDFs individuais

$$p_Z(z) = 2 \int_0^\infty \left( \frac{ay^{a-1}}{R^a} \right) \exp \left[ - \left( \frac{y}{R} \right)^a \right] \left( \frac{z-y}{R_0^2} \right) \exp \left( \frac{-(z-y)^2}{R_0^2} \right) dy, \quad (8)$$

para a qual não há fórmula fechada.

Os momentos de interesse podem ser obtidos a partir da integração direta de (8). Alguns momentos obtidos em [18] são

$$E[z] = R\Gamma \left( 1 + \frac{1}{a} \right) + R_0 \frac{\sqrt{\pi}}{2}, \quad (9)$$

$$\sigma_z^2 = R^2 \left[ \Gamma \left( 1 + \frac{2}{a} \right) - \Gamma^2 \left( 1 + \frac{1}{a} \right) \right] + R_0^2 \left( 1 - \frac{\pi}{4} \right), \quad (10)$$

sendo que  $\Gamma(\cdot)$  representa a função Gamma.

Por fim, é interessante introduzir o parâmetro  $\gamma^2$ , que representa a razão de energia entre a parte impulsiva e a parte Gaussiana do ruído. O parâmetro  $\gamma^2$  é dado por

$$\gamma^2 = \frac{E\{y^2\}}{E\{x^2\}} = \frac{R^2 \Gamma(1 + 2/a)}{R_0^2}. \quad (11)$$

Visto que o ruído atmosférico na banda VLF é composto por uma componente gaussiana e uma componente não gaussiana, surge a dúvida de como seria o desempenho de detectores otimizados para AWGN quando o ruído não é mais gaussiano. Para investigar essa questão, realizaram-se simulações de um sistema de comunicação TTE com a seguinte configuração: antenas *loop* coaxiais, alinhadas e separadas por uma distância vertical  $r = 200m$ ; solo com condutividade  $\sigma = 10^{-2} S/m$ ; esquema de modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) e pulso de raiz quadrada de cosseno levantado com fator de *roll-off*  $\beta = 0,5$ . O sinal foi modulado na frequência ótima  $f_{opt} \approx 5$  KHz, com taxa de transmissão  $R = 6$  kbit/s. O sinal modulado ocupa uma banda  $B = 9$  KHz centrada em  $f_{opt} \approx 5$  KHz, é transmitido em um canal modelado por  $\mathbf{F}_T$  dado pela Equação (5) e corrompido por ruído atmosférico.

A Figura 12 mostra como o canal TTE e o ruído atmosférico podem afetar o desempenho de um sistema de comunicação operando na banda de frequências VLF. As curvas da Figura 12 mostram as taxas de bits errados para diferentes valores da impulsividade,  $\gamma$ . Quando  $\gamma = 0,01$ , o ruído é praticamente gaussiano. Para  $\gamma = 1$ , a componente gaussiana e a componente impulsional do ruído possuem a mesma energia e, para  $\gamma = 10$ , a energia da componente gaussiana é 100 vezes menor que a energia da componente impulsional. Nota-se que o desempenho piora consideravelmente na presença de ruído predominantemente impulsivo, deixando claro que não se pode ignorar o aspecto impulsional do ruído VLF no projeto do receptor de um sistema de comunicação TTE.

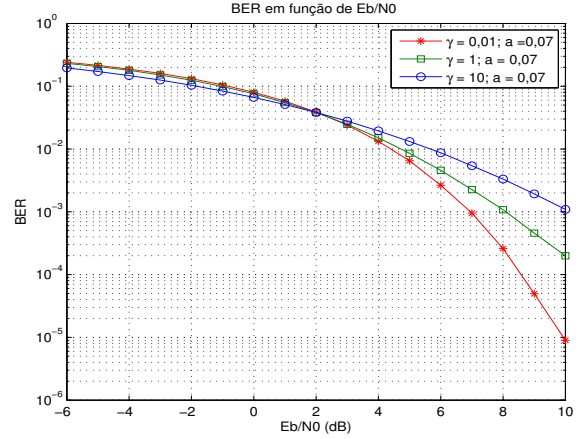


Fig. 12: Desempenho de sistema de comunicação TTE na presença de ruído atmosférico.

#### A. Metodologia para o Cálculo da Capacidade

A fim de estimar a capacidade de canal restrita, ou seja com entrada discreta e com distribuição pré-definida, utilizamos a informação mútua

$$I(M; R) = \sum_{k=0}^{L-1} Pr(A_k) \int_{-\infty}^{\infty} p_{R|A_k}(r|A_k) \log_2 \left[ \frac{p_{R|A_k}(r|A_k)}{\sum_{l=0}^{L-1} Pr(A_l) p_{R|A_l}(r|A_l)} \right] dy, \quad (12)$$

em que  $M$  é a entrada do canal,  $R$  é a saída do canal,  $A_k$  são os símbolos do alfabeto de entrada, ocorrendo com probabilidade  $Pr(A_k)$ , e  $p_{R|A_k}(r|A_k)$  é a PDF da saída do canal dado que enviamos  $A_k$ .

Realizamos os seguintes procedimentos para contornar o problema de convergência na integração numérica de (8). Inicialmente, obteve-se numericamente a distribuição de probabilidade de amplitude  $Prob(z > z_T)$  e de seu complemento, a função de distribuição cumulativa (CDF), realizou-se então uma diferenciação numérica para obter a função densidade de probabilidade. Por meio da *Toolbox CFTOOL* do *Matlab* encontramos funções que aproximassem os pontos.

A Figura 13 ilustra um exemplo da aproximação realizada.

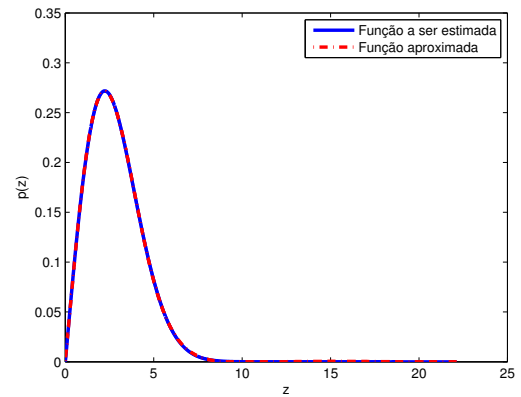


Fig. 13: Funções densidade de probabilidade para  $a = 1$ ,  $\gamma^2 = 10^{-5}$  e  $RSR = -10$  dB.

A aproximação foi testada para diferentes parâmetros: soma dos resíduos ao quadrado,  $R$ -quadrado,  $R$ -quadrado ajustado, raiz do erro quadrático médio e divergência de Kullback-Leibler. Essa aproximação foi realizada para diferentes valores de RSR, ao se manter a potência do sinal como unitária e fixando também os parâmetros  $\alpha$  e  $\gamma$ . Assim obtemos a equação que representa a função densidade de probabilidade da amplitude do fasor ruído, e, a fim de conseguir a função densidade de probabilidade conjunta, consideramos as variáveis aleatórias da amplitude e da fase do fasor ruído independentes e multiplicamos as duas funções densidade de probabilidade. Para isso, foi considerado uma fase uniforme entre 0 e  $2\pi$ . Então, foi realizada uma transformação de variáveis a fim de se obter a função densidade de probabilidade conjunta em coordenadas cartesianas. A seguinte equação expressa a transformação para coordenadas cartesianas: Esse procedimento foi realizado para diferentes valores de impulsividade, alterando o parâmetro  $\gamma^2$ , a fim de compreender melhor como a componente impulsiva pode deteriorar a comunicação.

### B. Resultados

Por meio de integração numérica, utilizou-se (12) considerando dois casos de ruído atmosférico com valores de impulsividade distintos e xomparamos com o caso do ruído gaussiano. Os resultados estão ilustrados na Figura 14.

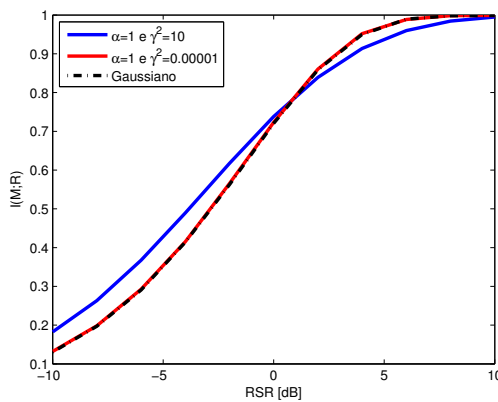


Fig. 14: Capacidade restrita pela RSR, considerando ruído Gaussiano e dois casos de ruído atmosférico.

Em uma primeira análise, nota-se que para valores de RSR maiores ou iguais a 2, a capacidade de canal restrita, para o caso em que  $\gamma^2 = 10$ , foi menor do que o do caso Gaussiano. Assim sendo, o resultado obtido pode parecer contraditório, uma vez que o pior caso de capacidade de canal seria sob a presença de ruído Gaussiano. Todavia, como estamos trabalhando com a capacidade restrita, o pior caso é para um ruído que é uma mistura de duas funções massa de probabilidade de reticulado [20].

Além disso, é interessante avaliar que para o caso em que  $\gamma^2 = 10^{-5}$ , o resultado ficou semelhante ao caso Gaussiano. Este resultado valida nossa abordagem, pois ao diminuirmos o valor de  $\gamma^2$ , iremos diminuir a energia da componente impulsiva do ruído atmosférico, consequentemente, o ruído

atmosférico terá a energia da componente Gaussiana predominante, assim sendo a capacidade de canal restrita deve ser semelhante ao caso do ruído Gaussiano puro.

Por fim, é interessante notar como o valor de  $\gamma^2$  altera os valores da capacidade de canal restrita. Nota-se que para valores pequenos de RSR, valores pequenos de  $\gamma^2$  irão gerar valores menores de capacidade de canal restrita. Já para valores maiores de RSR, valores maiores de  $\gamma^2$  irão gerar valores menores de capacidade de canal restrita.

## VI. CONCLUSÃO

Sistemas de comunicação *through-the-earth* apresentam grande potencial em atividades de mineração, mas, como vimos neste artigo, apresentam características bastante peculiares em sua camada física. Vimos aqui algumas abordagens para compreendermos melhor estas características e para fazermos melhor uso do canal disponível. Esperamos ainda por meio deste artigo contribuir para uma divulgação entre os pesquisadores em telecomunicações deste país destes sistemas.

## REFERÊNCIAS

- [1] A. E. Forooshani, S. Bashir, D. G. Michelson, and S. Noghanian, "A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines," *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, vol. 15, no. 4, pp. 1524–1545, 2013.
- [2] D. Gibson, "Channel characterisation and system design for sub-surface communications," Ph.D. dissertation, School of Electronic and Electrical Engineering, 2003.
- [3] M. R. Yenchek, G. T. Homce, N. W. Damiano, and J. R. Srednicki, "Niosh-sponsored research in through-the-earth communications for mines: a status report," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 5, pp. 1700–1707, 2012.
- [4] J. Bunton, G. Daniels, and C. Jacka, "Communications system," May 27 2004, uS Patent App. 10/148,455. [Online]. Available: <http://www.google.com/patents/US20040102219>
- [5] J. Carreño, A. J. Braga, A. Barreto, and L. Aguayo, "Modelo empírico-estatístico de canal para comunicações em minas subterrâneas," in *Simp. Brasileiro de Telecomunicações (SBRT)*, Sep 2016.
- [6] L. Silva, J. Carreño, S. Neves, A. J. Braga, A. Barreto, and L. Aguayo, "Sistema de comunicação através-da-terra usando codificação de resposta parcial," in *Simp. Brasileiro de Telecomunicações (SBRT)*, Sep. 2016.
- [7] S. Neves, A. Barreto, A. J. Braga, and L. Aguayo, "Capacidade de canal restrita a entradas binárias para ruído atmosférico," in *Simp. Brasileiro de Telecomunicações (SBRT)*, Sep. 2016.
- [8] F. H. Raab and I. R. Joughin, "Signal processing for through-the-earth radio communication," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 12, pp. 2995–3003, 1995.
- [9] I. Arthur Little, "Detection of trapped miner electromagnetic signals above coal mines," United States Department of the interior, Bureau of Mines, Tech. Rep. JO188037, July 1980.
- [10] J. Durkin, "Surface vertical magnetic field produced by a finite loop buried in an earth containing a thin conducting sheet," *Radio Science*, vol. 32, no. 1, pp. 19–23, 1997.
- [11] Y. Lincan, "Measurements and modeling of the electromagnetic fields in through-the-earth (tte) wireless communications," Ph.D. dissertation, University of New Mexico, 2014.
- [12] P. Kabal and S. Pasupathy, "Partial-response signaling," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 9, pp. 921–934, 1975.
- [13] S. Haykin, *Communication systems*. John Wiley & Sons, 2008.
- [14] E. Kretzmer, "Generalization of a technique for binary data communication," *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 1, pp. 67–68, 1966.
- [15] H. Thapar and A. Patel, "A class of partial response systems for increasing storage density in magnetic recording," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 5, pp. 3666–3668, 1987.
- [16] G. D. Forney Jr, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 363–378, 1972.

- [17] L. Yan, J. Waynert, C. Sunderman, and N. Damiano, "Statistical analysis and modeling of vlf/elf noise in coal mines for through-the-earth wireless communications," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2014 IEEE*, Oct 2014, pp. 1–5.
- [18] 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.
- [19] F. H. Raab, "Noise model for low-frequency through-the-earth communication," *Radio Science*, vol. 45, no. 6, 2010.
- [20] S. Shamai and S. Verdú, "Worst-case power-constrained noise for binary-input channels," in *Information Theory, 1993. Proceedings. 1993 IEEE International Symposium on*, Jan 1993, pp. 262–262.