

Sistema de comunicação através-da-terra usando codificação de resposta parcial

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

Resumo— Os sistemas de comunicação através-da-terra (TTE – *through-the-earth*) foram propostos para uso em minas subterrâneas, normalmente baseando-se em indução magnética. O canal TTE possui tipicamente uma largura de banda muito baixa, que depende da profundidade de transmissão, e, por conseguinte, os sistemas existentes transmitem em taxas muito baixas, da ordem de alguns kbps, utilizando esquemas de modulação digital, como modulação por deslocamento de fase binária (BPSK – *binary phase shift keying*). Neste trabalho, é proposto um sistema de transmissão em banda base com sinalização de resposta parcial, em oposição ao uso de esquemas de modulação banda passante. É evidenciado que por conta do formato típico da resposta em frequência do canal, é possível moldar o espectro do sinal transmitido e fazer melhor uso da largura de banda disponível, alcançando taxas de transmissão mais elevadas do que as possíveis usando modulação digital.

Palavras-Chave— Canal TTE, Comunicações TTE, Interferência intersimbólica, Sinalização de resposta parcial.

Abstract— Through-the-earth (TTE) communication systems have been proposed for underground mines, usually relying on magnetic induction. The TTE channel has typically a very low bandwidth, which depends on the transmission depth. Also, existing systems achieve very low data rates on the order of a few kbps using digital modulation schemes, such as BPSK. In this paper we propose the use of baseband transmission with partial response signalling instead, and show that, on account of the typical channel response format, we can shape the signal spectrum and make better use of the available bandwidth, achieving higher transmission rates than digital modulation.

Keywords— Intersymbol Interference, Partial-Response Signaling, TTE Communications, TTE Channel.

I. INTRODUÇÃO

A comunicação entre mineiros que trabalham em locais confinados sempre foi um tema importante para a indústria de mineração. 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.

Diferentes sistemas de comunicação são atualmente empregados em minas subterrâneas em todo o mundo. Tanto sistemas

cabeados, usando cabos coaxiais e fibras óticas, como sistemas sem fio, baseados em (*leaky feeder*) e em redes de malha, são empregados. No entanto, esses sistemas não são eficientes em uma situação de perigo, uma vez que precisam ou de cabos que podem sofrer ruptura, ou de transmissão via rádio frequência (RF) que possivelmente estará bloqueada por terra ou rochas. Em função dessas limitações, a infra-estrutura de comunicação pode entrar em colapso durante uma situação de emergência e os trabalhadores poderão ficar presos no subsolo, sem comunicação com a superfície.

Neste contexto, surge a ideia 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].

Além do uso em comunicações de emergência, sistemas TTE também têm um vasto número de aplicações potenciais, tais como: automação em mineração, ativação remota de explosivos, comunicação minerador-a-minerador (voz ou dados), monitoramento de vídeo; monitoramento de sinais vitais, detecção de alto nível de gases perigosos, e monitoramento em tempo real de trabalhadores e de equipamentos.

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, conseqüentemente, a taxa de transmissão de dados possível.

Neste trabalho, é proposta uma abordagem diferente. Como será visto na Seção II, o canal é assimétrico, e empregando uma sinalização de resposta parcial, que molda o espectro do sinal por meio da introdução de interferência intersimbólica, podemos fazer melhor uso do canal disponível e alcançar maiores taxas de transmissão de dados com taxas de erro aceitáveis.

O artigo está organizado da seguinte forma. Na Seção II, o modelo de canal de um sistema de comunicação TTE é revisto. O esquema de transmissão em banda base utilizando sinalização de resposta parcial é descrito na Seção III. Os resultados da simulação são apresentados e discutidos na Seção IV. Por fim, algumas observações finais e possíveis

Lucas Sousa e Silva, Josua Peña Carreño, Sávio Oliveira de Almeida Neves, André Noll Barreto, Adoniran Judson Braga, Leonardo Aguayo. Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília-DF, Brasil, E-mails: lucassilva@aluno.unb.br, josua.d.pena@ieee.org, savio.oneves@aluno.unb.br, andrebarreto@ene.unb.br, jbraga@ene.unb.br, aguayo@unb.br. Este trabalho foi financiado pelo Instituto Tecnológico Vale (ITV).

trabalhos futuros são apresentados na Seção V.

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. Por causa disso, as altas frequências são severamente atenuadas [5].

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 para o projeto de um sistema de comunicação, especialmente no enlace de subida [5].

Se considerarmos que o solo seja um meio condutor de extensão infinita, o campo magnético produzido por uma antena *loop* de transmissão pode ser aproximado em coordenadas esféricas pela seguinte equação [2]:

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

em que $T = r \sqrt{\mu \sigma \omega / 2}$, μ é a permeabilidade magnética do solo, σ é a condutividade elétrica do solo, ω 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} representa o valor eficaz da corrente elétrica circulando na antena transmissora e S_{tx} é a área da antena *loop*. Finalmente, θ 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 $\hat{\mathbf{r}}$, 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. Neste artigo, limita-se 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, suponha que as antenas transmissora e receptora sejam coaxiais, estando verticalmente alinhadas e separadas por $r = 200$ m, e que a condutividade da terra seja $\sigma = 0.01$ S/m. Para este caso, e usando o modelo de campo em [2], a resposta em frequência do canal é mostrada na Figura 1. Ao analisar a 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, deve-se ter em mente que a frequência ótima depende da distância entre as antenas e da condutividade do meio.

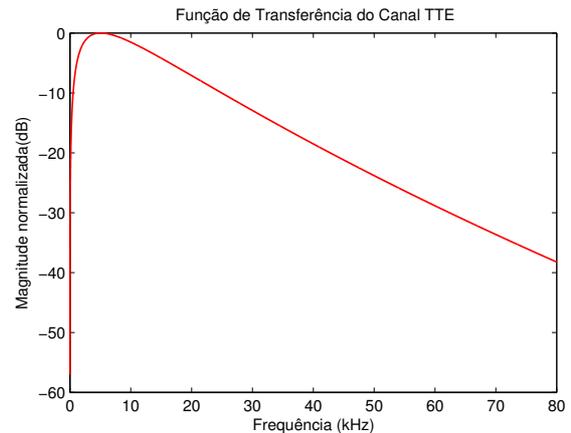


Fig. 1. Função de transferência do canal quando $\sigma = 0.01$ S/m e $r = 200$ m.

III. TRANSMISSÃO EM BANDA BASE EM COMUNICAÇÕES ATRAVÉS-DA-TERRA

Como mencionado previamente, o canal TTE é um sistema passa-faixas. Portanto, normalmente para transmitir informação através do mesmo utiliza-se algum esquema de modulação digital operando em uma frequência adequada [4], [5]. Se forem empregados pulsos de Nyquist usando modulação por deslocamento de fase (PSK – *phase shift keying*) ou modulação de amplitude em quadratura (QAM – *quadrature amplitude modulation*), a banda ocupada será dada por $B_{\text{mod}} = R(1 + \beta)$, em que R é a taxa de símbolos e β 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. Uma das vantagens de usar um sistema banda base é que é necessário apenas metade da largura de banda para uma dada taxa de transmissão de símbolo.

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. O pulso RCOS concentra sua energia ao redor da frequência zero, e conseqüentemente, o sinal transmitido será severamente distorcido, causando grande interferência intersimbólica (ISI – *intersymbol interference*). Para combater a ISI, pode ser usada a sinalização de resposta parcial.

A sinalização de resposta parcial (PRS – *partial response signaling*) suaviza a restrição de interferência intersimbólica igual a zero na forma de onda do sinal transmitido e permite que uma quantidade controlada de interferência intersimbólica seja inserida. A ISI controlada pode ser utilizada para moldar o espectro do sinal e reduzir a distorção provocada pelo canal. Sistemas que usam PRS baseiam-se na premissa de que uma vez que a interferência intersimbólica é conhecida, o seu efeito pode ser removido no receptor [6].

Formas de onda PRS são frequentemente representadas usando uma combinação linear de N pulsos de Nyquist como evidenciado na equação (6) [7].

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

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

Diferentes escolhas para os coeficientes de ponderação produzem diferentes formas de onda PRS, cada uma delas possuindo características espectrais distintas. Portanto, diversas formas de onda PRS podem ser construídas e várias delas são descritas por Kretzmer [8], Kabal [6] e Thapar [9]. Dentre elas, o pulso duobinário modificado aparenta ser um dos mais interessantes para a transmissão TTE em banda base.

A sinalização duobinária modificada é uma técnica de resposta parcial de classe IV, alcançada pela subtração de pulsos de Nyquist modulados em amplitude e espaçados por dois intervalos de símbolo no tempo [7]. Nesse caso, os coeficientes de ponderação são:

$$\begin{aligned} w_0 &= +1 \\ w_1 &= 0 \\ w_2 &= -1, \end{aligned} \quad (7)$$

e $w_n = 0$ para $n > 3$. O espectro do pulso duobinário modificado é dado pela Equação (8) [7].

$$P_{IV}(f) = 2jP_{Nyquist}(f)\text{sen}\left(\frac{2\pi f}{R}\right)\exp\left(\frac{-j2\pi f}{R}\right), \quad (8)$$

em que $P_{Nyquist}(f)$ 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, mostrado na Figura 2.

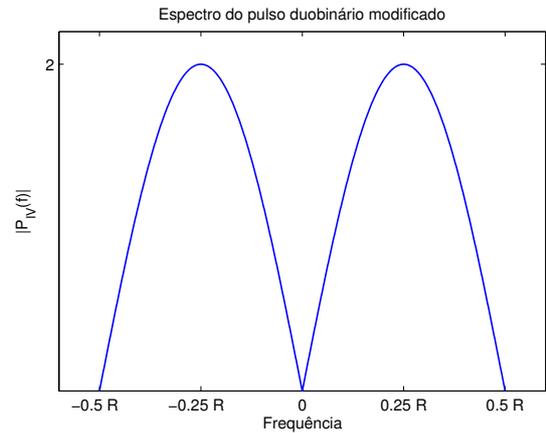


Fig. 2. Espectro do pulso duobinário modificado. Não ter componente DC é uma das vantagens da forma de onda duobinária modificada.

O pulso duobinário modificado é uma boa escolha para a forma de onda do sinal transmitido, pois não possui componente DC e o seu espectro é adequado à resposta em frequência do canal. Isto é, a função de transferência do canal e o espectro duobinário modificado têm uma forma semelhante. Uma otimização da ISI controlada introduzida pode ser feita, mas está fora do escopo deste artigo. Também deve-se considerar que o sinal duobinário modificado tem pequena memória, o que torna a ISI controlada introduzida simples de ser desfeita no detector [10], tornando o pulso duobinário modificado uma boa escolha para a implementação do sistema TTE em banda base.

Uma vez que a sinalização de resposta parcial é um esquema com memória, o algoritmo de Viterbi pode ser usado para a estimação de máxima verossimilhança (MLSE – *maximum likelihood sequence estimation*) no receptor [11]. Se a resposta impulsional do canal for conhecida, ela pode ser utilizada para melhorar o detector. Nesse caso, tanto a ISI introduzida pela sinalização PRS como a ISI introduzida pelo canal TTE são levadas em consideração pelo estimador. A implementação para o canal TTE é relativamente simples e é feita como descrito em [10].

Adicionar ISI controlada piora o desempenho da taxa de bits errados (BER – bit error rate) em relação ao desempenho correspondente no caso em que não há ISI. Entretanto, para o pulso duobinário modificado, a estimação MLSE reduz o prejuízo na relação sinal-ruído para apenas uma fração de decibel [11].

IV. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Neste trabalho foi feita uma comparação entre dois sistemas: um em banda base e outro que emprega modulação digital

por meio de simulações de enlace. O objetivo é analisar, dado um certo canal TTE, o desempenho dos dois sistemas com o aumento da taxa de transmissão R .

O sistema em banda base usa sinalização polar binária e um pulso duobinário modificado, com fator de *roll-off*, $\beta = 0,5$. A banda ocupada se estende de 0 até $(1 + \beta)(R/2)$.

O sistema banda passante utiliza o esquema de modulação BPSK e um pulso RCOS com o mesmo fator de *roll-off* β . A banda do sinal está centralizada na frequência da portadora, f_c , e se estende de $f_c - (1 + \beta)(R/2)$ até $f_c + (1 + \beta)(R/2)$. A frequência da portadora é a frequência ótima do canal TTE, $f_c = f_{opt}$, exceto quando a banda do sinal é muito larga, isto é, quando a banda é superior ao dobro da frequência ótima. Quando isso ocorre, a frequência da portadora é deslocada para cima de modo a criar espaço para a largura de banda do sinal. Nesse caso, a banda do sinal se estende de 0 até $(1 + \beta)R$, e $f_c = (1 + \beta)R/2$.

As Figuras 3 e 4 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.

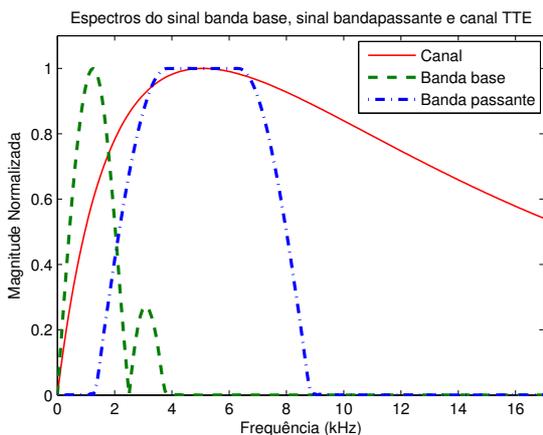


Fig. 3. Espectros do sinal banda base e banda passante quando a taxa de transmissão de símbolos é $R = 5$ Kbauds e o fator de *roll-off* é $\beta = 0,5$. No sistema banda passante, o sinal está centralizado na frequência ótima.

Nos dois sistemas, a estimação de máxima verossimilhança (MLSE) é empregada como algoritmo de equalização. A estimação de canal é suposta ideal, o que, considerando que o canal TTE varia muito pouco ao longo do tempo, é uma hipótese razoável. Por fim, supõem-se que o ruído é aditivo gaussiano branco (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*).

As Figuras 5, 6, e 7 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, $R = 50$ Kbauds, $R = 75$ 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

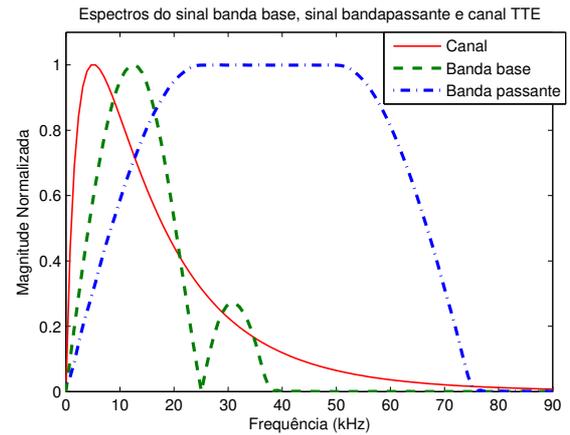


Fig. 4. Espectros do sinal banda base e banda passante quando a taxa de transmissão de símbolos é $R = 50$ Kbauds e o fator de *roll-off* é $\beta = 0,5$. O sistema banda passante requer duas vezes a largura de banda do sistema em banda base e não está mais centralizado na frequência ótima.

ótima, resultando efetivamente em uma maior atenuação.

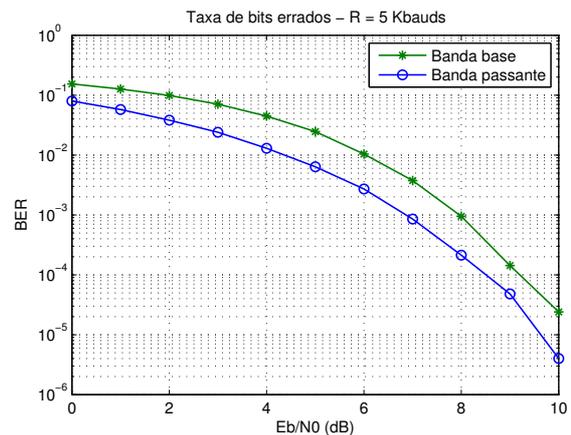


Fig. 5. Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R = 5$ Kbauds.

Na Figura 5, 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.

Na Figura 6, a taxa de transmissão de símbolos é dez vezes maior do que na Figura 5. O sinal banda passante está centralizado na frequência $f_c = 37,5$ kHz, que não é a frequência ótima. Além disso, uma vez que o sinal banda passante ocupa o dobro da banda ocupada pelo sinal banda base, ele sofre mais com o efeito da ISI do que o sinal banda base. Apesar disso, o desempenho do sistema banda passante ainda supera o desempenho do sistema banda base, mas apenas por uma pequena margem.

Na Figura 7, a taxa de transmissão de símbolos é 1,5 vezes maior do que na Figura 6 e 15 vezes maior do que na Figura

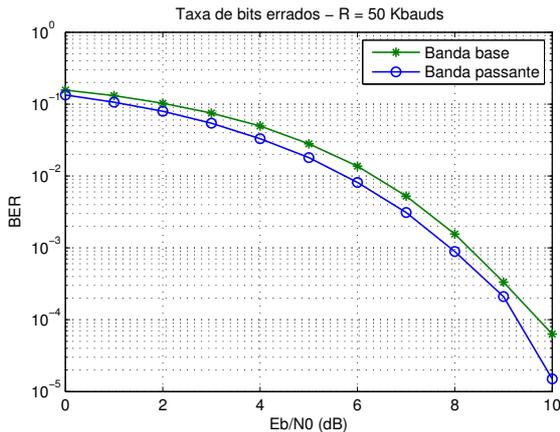


Fig. 6. Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R = 50$ Kbauds.

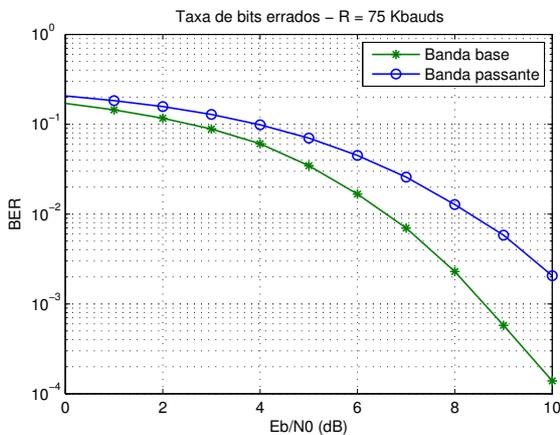


Fig. 7. Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R = 75$ Kbauds.

5. Novamente, 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.

Para resumir a discussão, na Figura 8 é mostrado como a taxa de *bits* errados 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 passante, uma vez que este começa a sofrer com maiores níveis de ISI e atenuação.

V. CONCLUSÃO

Um sistema de comunicação TTE em banda base foi proposto e comparado com um sistema banda passante convencional. A comparação das taxas de *bits* errados entre os dois sistemas indica que para altas taxas de transmissão de símbolos, o sistema banda base tem desempenho superior. No entanto, para baixas taxas de transmissão de símbolos, o desempenho do sistema banda passante foi superior, porém o uso de um sistema em banda base ainda é viável.

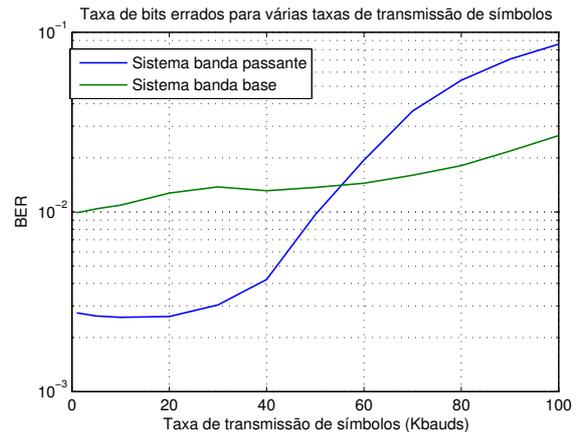


Fig. 8. Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para diversas taxas. $E_b/N_0 = 6$ dB

Esta nova abordagem parece ser uma maneira promissora de aumentar as taxas de transmissão de dados em sistemas TTE, e, em trabalhos futuros, deve ser considerado o impacto de códigos corretores de erros, além do uso de modelos de canal mais realistas, incluindo solos estratificados. Também é interessante tentar melhorar o desempenho do sistema banda base usando uma melhor formatação de pulso, possivelmente usando o conhecimento da resposta impulsional do canal para adaptar o espectro do sinal transmitido.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Instituto Tecnológico Vale (ITV) pelo suporte financeiro neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] A. E. Forooshani, S. Bashir, D. G. Michelson, and S. Noghianian, "A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines," *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, vol. 15, num. 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. Yencheq, 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, num. 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] F. H. Raab and I. R. Joughin, "Signal processing for through-the-earth radio communication," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, num. 12, pp. 2995–3003, 1995.
- [6] P. Kabal and S. Pasupathy, "Partial-response signaling," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 23, num. 9, pp. 921–934, 1975.
- [7] S. Haykin, *Communication systems*. John Wiley & Sons, 2008.
- [8] E. Kretzmer, "Generalization of a technique for binary data communication," *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 14, num. 1, pp. 67–68, 1966.
- [9] H. Thapar and A. Patel, "A class of partial response systems for increasing storage density in magnetic recording," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 23, num. 5, pp. 3666–3668, 1987.
- [10] J. G. Proakis, *Digital communications*. McGraw-Hill, New York, 2008.
- [11] G. D. Forney Jr, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 18, num. 3, pp. 363–378, 1972.