

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA, RUÍDO E CAPACIDADE DE CANAL
EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ATRAVÉS-DA-TERRA**

Lucas Sousa e Silva

Brasília, julho de 2017

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA, RUÍDO E CAPACIDADE DE CANAL
EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ATRAVÉS-DA-TERRA**

Lucas Sousa e Silva

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica*

Banca Examinadora

Prof. André Noll Barreto, ENE/UnB
Orientador

Prof. Ugo Dias, ENE/UnB
Examinador interno

Prof. Wallace Alves Martins, COPPE/UFRJ
Examinador externo

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha família e aos meus amigos.

Lucas Sousa e Silva

Agradecimentos

Ao Instituto Tecnológico Vale (ITV) e à Fundação de Empreendimentos Científicos e Tecnológicos (Finatec) pelo suporte financeiro.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela bolsa de estudos de Mestrado.

Aos professores e colegas que me ajudaram no desenvolvimento desta dissertação.

Lucas Sousa e Silva

RESUMO

O ambiente de trabalho em uma mina é frequentemente perigoso, especialmente em minas subterrâneas. Para reduzir a ocorrência e a gravidade de acidentes, vêm surgindo legislações que visam regulamentar o setor de mineração e com isso torná-lo mais seguro e eficiente. Uma das demandas é o emprego de um sistema de comunicação que possa ser usado em caso de acidente. Os sistemas de comunicação através-da-terra (TTE - *through-the-earth*), normalmente baseados em indução magnética, têm sido propostos para esse uso.

Além da questão da segurança, um sistema de comunicação através-da-terra pode ser usado cotidianamente na mina. Um sistema de comunicação eficiente melhora o fluxo de informação e aumenta a chance de sucesso em atingir os objetivos traçados.

Neste trabalho, é analisada a camada física dos sistemas de comunicação através-da-terra com o objetivo de, por meio de simulações, propor técnicas que melhorem o desempenho dos sistemas. É mostrado que o canal TTE é passa-faixas e seletivo em frequência, além de depender fortemente da condutividade do solo. Por ser passa-faixas, há uma frequência ótima ou de pico, onde normalmente é centralizada a banda do sinal transmitido de modo a reduzir a interferência intersimbólica.

Devido à forte atenuação do canal TTE com o aumento da frequência, sinais na banda VLF (*very low frequency*) são normalmente utilizadas. Nesta banda, o ruído atmosférico é relevante e é mostrado como isso piora o desempenho do sistema.

Apesar de ser natural usar modulação digital com o espectro do sinal centralizado na frequência ótima, é mostrado que um sistema em banda base é viável e, para altas taxas de símbolo, seu desempenho é superior ao sistema em banda passante.

Finalmente, é investigado o uso de antenas ressonantes em sistemas de comunicação TTE, como elas afetam a resposta em frequência e, conseqüentemente, a capacidade do canal. Observa-se que a capacidade do sistema ressonante é superior ao sistema não-ressonante quando a potência disponível é baixa.

ABSTRACT

The work environment in a mine is often dangerous, especially in underground mines. To reduce the occurrence and severity of accidents, legislation has been emerging to regulate the mining sector in order to make it safer and more efficient. One of the demands is the implementation of a communication system that can be used in case of an accident. Through-the-earth (TTE) communication systems, usually based on magnetic induction, have been suggested for use in this scenario.

In addition to safety and emergency applications, a TTE communication system can be used in daily mining operations. An efficient communication system improves the flow of information and increases the

chance of success in reaching the objectives outlined.

In this paper, we analyze the physical layer of through-the-earth communication systems. Using simulations, we propose techniques to improve the system performance. It is shown that the TTE channel is bandpass and frequency selective. Moreover, the channel response is strongly dependent on the soil conductivity. Since it is bandpass, there is also an optimum or peak frequency, often chosen as the carrier frequency in order to reduce intersymbol interference.

Due to strong attenuation imposed by the TTE channel in higher frequencies, signals in the very low frequency (VLF) band are normally used. In this band, the atmospheric noise is relevant and it is shown that it worsens system performance.

Although it feels natural to use digital modulation with carrier frequency equal to the optimum frequency, it is shown that a baseband system is feasible and, for high symbol rates, its performance is superior to a bandpass system.

Finally, the use of resonant antennas in TTE communication systems is investigated. The resonant antennas affect the channel frequency response and, consequently, the channel capacity. It is observed that the capacity of the resonant system is higher than the non-resonant system when the available power is low.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	2
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	3
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	3
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
2.1	COMUNICAÇÕES EM MINAS: VISÃO GERAL E DESAFIOS	5
2.2	COMUNICAÇÃO INTERNA DA MINA	7
2.3	COMUNICAÇÃO ENTRE SUBTERRÂNEO E SUPERFÍCIE	7
2.3.1	<i>Through-the-wire</i>	8
2.3.2	<i>Through-the-air</i>	8
2.4	HISTÓRICO DAS COMUNICAÇÕES TTE	10
2.5	EQUIPAMENTOS PARA TTE	11
2.6	OUTROS SISTEMAS	12
3	CARACTERIZAÇÃO DO CANAL TTE	14
3.1	O AMBIENTE DE PROPAGAÇÃO TTE	14
3.1.1	ZONAS DE CAMPO	14
3.1.2	MODELOS DE CAMPO MAGNÉTICO	15
3.1.3	MODELAGEM DO CANAL E FREQUÊNCIA ÓTIMA DE OPERAÇÃO	17
3.2	SIMULAÇÃO - CANAL E INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA	21
4	RUÍDO EM SISTEMAS TTE	24
4.1	RUÍDO EM BAIXAS FREQUÊNCIAS	24
4.2	RUÍDO ATMOSFÉRICO	24
4.2.1	COMPONENTE GAUSSIANA	25
4.2.2	COMPONENTE IMPULSIONAL	25
4.2.3	PARÂMETROS DO MODELO DE FIELD - LEWINSTEIN	26
4.2.4	ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS	27
4.3	RUÍDO ANTRÓPICO	27
4.4	SIMULAÇÃO - RUÍDO NA BANDA VLF	28
5	APERFEIÇOAMENTO DA CAMADA FÍSICA: EQUALIZAÇÃO E FORMATAÇÃO DE PULSO	31
5.1	EQUALIZAÇÃO	31
5.1.1	SIMULAÇÃO - EQUALIZAÇÃO	32
5.2	TRANSMISSÃO EM BANDA BASE EM COMUNICAÇÕES TTE	34
5.2.1	SIMULAÇÃO - TTE EM BANDA BASE	36

6	RESSONÂNCIA E CAPACIDADE DE CANAL SISTEMAS TTE.....	42
6.1	RESSONÂNCIA	42
6.1.1	O SISTEMA SEM RESSONÂNCIA	43
6.1.2	O SISTEMA COM RESSONÂNCIA	43
6.1.3	CONSIDERAÇÕES SOBRE POTÊNCIA	45
6.1.4	<i>Damping</i>	46
6.2	CAPACIDADE DO CANAL.....	48
6.2.1	SIMULAÇÃO - RESSONÂNCIA E CAPACIDADE DE CANAL	49
7	CONCLUSÕES.....	56
7.1	TRABALHOS PUBLICADOS COMO AUTOR PRINCIPAL	57
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	58

LISTA DE FIGURAS

3.1	Geometria para cálculo de campo magnético no ponto $P(h, \rho)$ para antena <i>loop</i> circular a uma altura h_0 do solo.....	16
3.2	Intensidade de campo magnético de uma antena <i>loop</i> nas configurações coaxial e coplanar segundo os modelos MIC e SEH (<i>uplink</i>).	18
3.3	Geometria para cálculo de campo entre duas antenas <i>loop</i> circulares. O ângulo α formado pelos vetores ortogonais aos planos determinados pelas duas antenas é resultante da composição de rotações nos eixos \hat{x}' e \hat{y}'	19
3.4	Módulo da função de transferência do canal entre duas antenas <i>loop</i> nas configurações coaxial e coplanar segundo os modelos MIC e SEH (<i>uplink</i>).	20
3.5	Função de transferência do canal quando $\sigma = 0,01$ S/m e $r = 200$ m.	22
3.6	Diagrama de blocos da simulação inicial.	22
3.7	Influência do canal TTE em quando a taxa de símbolo aumenta.	23
4.1	Função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh para vários valores do parâmetro R_0	25
4.2	Função densidade de probabilidade da distribuição de Weibull para vários valores do parâmetro a	26
4.3	Sistema de comunicação simulado.	28
4.4	Taxa de <i>bits</i> errados para o sistema de comunicação TTE descrito.	29
5.1	Sistema de comunicação genérico com equalização MLSE.	32
5.2	Sistema equivalente com filtro discreto.	33
5.3	Taxa de erro de <i>bits</i> em função de E_b/N_0 para várias taxas de símbolo diferentes em um sistema TTE com equalização.	34
5.4	Espectro do pulso duobinário modificado. Não ter componente DC é uma das vantagens da forma de onda duobinária modificada.	36
5.5	Espectros do sinal banda base e banda passante quando a taxa de transmissão de símbolos é $R_s = 5$ kbauds e o fator de <i>roll-off</i> é $\beta = 0,5$. No sistema banda passante, o sinal está centralizado na frequência ótima.	37
5.6	Espectros do sinal banda base e banda passante quando a taxa de transmissão de símbolos é $R_s = 50$ kbauds e o fator de <i>roll-off</i> 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.	38
5.7	Comparação da atenuação média entre o sistema banda base e o sistema banda passante para diversas taxas de símbolo	39
5.8	Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R_s = 5$ kbauds.	39
5.9	Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R_s = 50$ kbauds.	40

5.10	Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R_s = 75$ kbauds.....	40
5.11	Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para diversas taxas. $E_b/N_0 = 6$ dB.	41
6.1	Cascata de blocos ilustrando o impacto das antenas na resposta em frequência do sistema de comunicação TTE.	42
6.2	Circuito equivalente da antena transmissora sem ressonância.	43
6.3	Circuito equivalente da antena receptora sem ressonância.	44
6.4	Circuito equivalente da antena transmissora com ressonância.....	44
6.5	Circuito equivalente da antena receptora com ressonância.	44
6.6	Circuito equivalente da antena transmissora com ressonância e <i>damping</i>	47
6.7	Circuito equivalente da antena receptora com ressonância e <i>damping</i>	47
6.8	Interpretação gráfica do processo de <i>water-filling</i>	50
6.9	Resposta em frequência:com e sem ressonância.	52
6.10	DEP quando a potência é baixa.	52
6.11	DEP quando a potência é alta.....	53
6.12	Capacidade do canal em função da potência média disponível para o sistema com ressonância e sem ressonância.	54
6.13	Resposta em frequência para o sistema com ressonância para vários valores de <i>damping</i>	54
6.14	Capacidade do sistema com ressonância para vários valores de <i>damping</i>	55

LISTA DE TABELAS

3.1	Zonas de campo no vácuo e em meio condutor.	15
5.1	Parâmetros usados na Simulação - Equalização	33
6.1	Parâmetros do meio de propagação	51
6.2	Parâmetros do circuito da antena transmissora	51
6.3	Parâmetros da antena receptora	51

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A mineração é uma atividade econômica importante em muitos países, inclusive no Brasil. A extração mineral é o primeiro elo da cadeia produtiva de uma gama enorme de produtos, pois está diretamente ligada à indústria de base e, por meio dela, a diversas outras indústrias.

A mineração fornece a matéria-prima necessária à indústria de base para a produção dos chamados bens intermediários. Estes bens, por sua vez, servem de insumo a uma infinidade de outras indústrias, que produzirão os bens de consumo utilizados pelas pessoas.

Qualquer objeto metálico, desde a mais simples panela até o mais complexo instrumento científico, é fabricado a partir de uma variedade de insumos minerais. Os cabos transmissores de energia elétrica, o automóvel, a geladeira, o telefone celular, tablets, computadores, etc, têm origem no mineral extraído da natureza por meio da mineração [1].

Não só a indústria depende da atividade mineradora, a agricultura também se beneficia da adição de adubos e corretivos de origem mineral ao solo [1]. A vida moderna é em grande parte sustentada pela mineração.

Dito isso, para que a atividade mineradora funcione bem é necessária uma série de serviços auxiliares. Entre esses serviços, a comunicação entre os membros de uma equipe sempre foi de vital importância para a indústria da mineração. Um sistema de comunicação eficiente melhora o fluxo de informação, confere mais confiabilidade às decisões tomadas e aumenta a chance de sucesso em atingir os objetivos traçados [2]. Mais recentemente, com a crescente automação na mineração, também se tornou importante garantir a comunicação entre diferentes máquinas e equipamentos.

Existem vários sistemas de comunicação disponíveis em minas subterrâneas ao redor do mundo. Os sistemas que usam cabos coaxiais ou fibra ótica são os mais utilizados. Apesar disso, eles não são eficientes em casos de desastre (explosões, incêndios, inundações e soterramentos), pois dependem de cabos que podem se romper, cortando a comunicação com os operários [3]. Além disso, esses sistemas são pouco flexíveis, sendo isso um problema, pois eles devem operar em ambientes cuja topologia pode variar com certa frequência.

Além dos sistemas cabeados, também são utilizados sistemas de comunicação sem fio. Fora do ambiente de uma mina, normalmente os sistemas de comunicação sem fio utilizam topologias de comunicação por radiofrequência (RF) que usam antenas radiantes, campo distante e meio de transmissão com características elétricas próximas às do vácuo. Entretanto, em uma mina, há cenários onde rochas, solo, água e outros materiais de condutividade elétrica não desprezível se tornam o meio de propagação entre as pontas de comunicação, e a alta taxa de atenuação de ondas eletromagnéticas em altas frequências não permite o uso desses sistemas citados [4].

As comunicações através da terra ou TTE, do inglês, *through-the-earth*, visam usar ondas eletromag-

néticas para estabelecer um enlace entre a superfície e a mina subterrânea utilizando a terra como meio de propagação. Para isso, a transmissão é normalmente feita por indução magnética em frequências abaixo de 30 kHz, sujeitas a ruídos atmosféricos e a harmônicos produzidos por equipamentos, limitando o desempenho de comunicação, especialmente no enlace de subida [4].

Uma regulamentação do congresso americano exigindo um sistema de comunicação de emergência em minas subterrâneas de carvão capaz de operar em caso de acidentes, chamada *Mine Improvement and New Emergency Response Act (MINER Act)*, impulsionou a pesquisa e o desenvolvimento das comunicações TTE. Segundo a norma, este sistema deve ser sem fio, bidirecional, prover comunicação entre a superfície e o subterrâneo da mina e ser capaz de rastrear as pessoas presas no subterrâneo [5].

Além do uso em situações de emergência, estuda-se empregar comunicações TTE em outras aplicações. Entre as possíveis aplicações, as seguintes merecem destaque:

- automação das máquinas presentes na mineração,
- acionamento de explosivos,
- comunicação entre mineiros por dados ou voz,
- monitoramento da mina por vídeo,
- monitoramento do estado dos mineiros,
- detecção de níveis elevados de gases danosos aos mineiros,
- monitoramento e coordenação em tempo real da frota e do pessoal.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Como foi dito, existe interesse de diversos setores (governo, empresas, sociedade) no desenvolvimento das comunicações TTE para uso em minas, especialmente em situações emergenciais. Não obstante, há outras aplicações para as comunicações TTE. Nesse trabalho, o tema será abordado de forma abrangente e até mesmo genérica, sem foco em uma aplicação específica. Prossegue-se assim, porque deseja-se explorar livremente o assunto, sem ter compromisso com firmes restrições de taxa de transmissão de dados ou potência disponível, por exemplo.

Dessa forma, o enfoque do trabalho será o estudo da camada física de um sistema de comunicação TTE, com destaque para a influência do canal e do ruído que aflige esse sistema. O entendimento de como o canal e o ruído se comportam e como afetarão o desempenho do sistema é a base para o projeto de qualquer sistema de comunicação. Portanto, objetiva-se por meio deste trabalho realizar um estudo inicial das comunicações TTE e propor soluções para os problemas enfrentados na camada física.

1.3 OBJETIVOS DO PROJETO

Os objetivos do projeto são os seguintes:

- desenvolver um simulador de enlace genérico para um sistema de comunicação TTE,
- apurar o estado-da-arte dos sistemas de comunicação TTE,
- caracterizar, de forma simples, o canal e o ruído,
- projetar a camada física de um sistema de comunicação TTE,
- investigar o desempenho de possíveis sistemas de comunicação TTE por meio de simulações de enlace.

Essa dissertação de mestrado faz parte de um projeto maior, financiado pelo Instituto Tecnológico Vale (ITV), uma instituição sem fins lucrativos, de pesquisa e ensino de pós-graduação vinculada à mineradora Vale.

O objetivo final do projeto é produzir soluções inovadoras para problemas reais da área de comunicações em minas utilizando comunicações TTE. Nesse contexto, este trabalho é pioneiro e tem também como finalidade servir de referência para pesquisas futuras na área.

1.4 APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO

No Capítulo 2, é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema de estudo, visando entender como funcionam as comunicações em minas e especialmente as comunicações TTE, foco do trabalho. Uma abordagem histórica das comunicações TTE é feita, com o objetivo de melhor entender o estado-da-arte dessa tecnologia.

No Capítulo 3, é feita uma breve caracterização do canal TTE. A propagação de ondas eletromagnéticas em um meio condutivo como a terra é um problema complexo, principalmente por causa da modelagem do solo. Dessa forma, para simplificar o estudo, algumas hipóteses simplificadoras são feitas. Considera-se, por exemplo, que o meio de propagação tem extensão infinita e possui condutividade constante. A partir dessas hipóteses simplificadoras, constrói-se um modelo teórico que viabilizará o entendimento do canal do sistema de comunicação TTE.

No Capítulo 4, o ruído que afeta os sistemas de comunicação TTE é abordado. Normalmente os sistemas de comunicação TTE operam em frequências muito baixas. Nessa faixa de frequências há dois tipos de ruído, normalmente não considerados em sistemas de comunicação convencionais, que afetam o desempenho dos sistemas de comunicação TTE: o ruído atmosférico e o ruído antrópico. O modelo de Field-Lewinstein é escolhido para modelar o ruído atmosférico. Por fim, o efeito do ruído em um sistema de comunicação é analisado.

No Capítulo 5, a interferência intersimbólica decorrente da distorção provocada pelo canal TTE é analisada. A equalização de Viterbi é utilizada para mitigar essa interferência. Por fim, é proposto um

sistema de comunicação TTE que opera em banda base e seu desempenho é comparado com o de um sistema convencional em banda passante.

No Capítulo 6, o emprego de antenas ressonantes em um sistema TTE é estudado. A ressonância consiste em usar capacitores para sintonizar a antena em uma frequência de interesse. Isso irá modificar a resposta em frequência global do sistema. É feita uma análise sobre como a capacidade do canal mudará com o emprego da ressonância.

Finalmente, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões em detalhe, destacando ao final as possibilidades futuras de trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 COMUNICAÇÕES EM MINAS: VISÃO GERAL E DESAFIOS

Em sentido amplo, define-se a mineração como a atividade ou ocupação relacionada à extração de minerais. Dito isso, uma mina pode ser definida como uma escavação feita no solo para extrair minerais [6]. De acordo com o tipo de escavação, pode-se classificar uma mina em uma das seguintes categorias: mina a céu aberto ou mina subterrânea [7].

A maior diferença entre os dois tipos de minas está na localização do trabalho de mineração. Na mina a céu aberto, as pessoas e as máquinas de mineração trabalham sobre a superfície do solo. Já na mina subterrânea o trabalho é feito no subsolo [7].

O trabalho em uma mina subterrânea é realizado sob condições extremas. Em primeiro lugar, o ambiente de trabalho é muito perigoso. Desmoronamentos, quedas, incêndios, explosões, gases tóxicos, inundações e acidentes de trânsito são apenas alguns dos riscos a que estão sujeitos os trabalhadores de uma mina subterrânea. Em segundo lugar, quando um acidente sério ocorre em uma mina subterrânea, o socorro é muito mais complicado que em outros ambientes de trabalho. Isso ocorre porque a estrutura da mina subterrânea não permite uma resposta imediata ao acidente. Apesar dessas difíceis condições ambientais, deve-se sempre buscar produtividade e eficiência durante as operações de mineração [7].

Dito isso, tona-se clara a importância da comunicação em uma mina. Operações e processos rotineiros como, por exemplo, a extração e o deslocamento do produto são realizadas com o auxílio de serviços de comunicação. O monitoramento remoto e o controle das operações dependem completamente de serviços de comunicação [7]. Quando um acidente ocorre, a importância vital da comunicação em minas subterrâneas se torna ainda mais evidente. Coordenar e localizar os trabalhadores são ações possíveis graças aos serviços de comunicação de emergência.

A segurança no trabalho em uma mina subterrânea é imensamente importante. Como foi dito, minas subterrâneas são ambientes muito perigosos, portanto é de suma importância verificar constantemente se o ambiente é seguro. Por exemplo, monitorar o ar no interior da mina para detectar fumaça ou gases tóxicos é uma tarefa crucial. Monitorar as máquinas, equipamentos e trabalhadores é outra tarefa importante de segurança. Esses processos podem ser realizados por meio de um sistema de comunicação adequado [7].

A produtividade depende do bom gerenciamento dos recursos (trabalhadores e máquinas) disponíveis. A comunicação contribui para a boa gerência e aumenta a produtividade.

Em uma mina subterrânea, a possibilidade de um desastre ocorrer é muita alta devido às características do ambiente e às condições de trabalho. Quando um desastre ocorre, a mina deve ser evacuada o mais rápido possível. A evacuação é um processo crítico, e só pode ser efetuada corretamente durante uma crise valendo-se de um bom serviço de comunicação.

Infelizmente, em meio a um desastre é possível que algumas pessoas não consigam escapar e fiquem presas dentro da mina. Nessas condições, a comunicação é usada para localizar os trabalhadores presos.

É claro que nesse tipo de situação a comunicação é o item mais importante para o sucesso da operação de resgate.

O ambiente de uma mina subterrânea é dinâmico. Ao longo do tempo, devido à retirada dos minérios, a mina se expande. Isso significa que a área de cobertura dos serviços de comunicação também deve se expandir para acompanhar a expansão da área da mina. Quando um sistema de comunicação baseado em ondas de rádio é usado, essa dinâmica do ambiente de operação cria desafios ainda maiores, pois além de exigir que a cobertura aumente, ela modifica a propagação das ondas de rádio, uma vez que o canal muda com mudanças no meio físico [7].

Além das características comuns às minas subterrâneas, ainda há uma série de características particulares a cada mina. Primeiramente, o mineral que está sendo escavado é, obviamente, diferente dependendo da mina. Isso é de extrema relevância para as comunicações por ondas de rádio, já que as características eletromagnéticas do meio como, por exemplo, a condutividade e a permissividade elétrica dependerão do tipo de mineral sendo escavado. Além do tipo de mineral sendo escavado, o estilo de escavação também é relevante, pois alteram o espaço e a geografia das galerias. Algumas minas possuem pilares que servem de sustentação para o teto da galeria. Outras minas são escavadas de modo diferente, em que não há necessidade de pilares de sustentação [7]. Portanto, a estrutura das galerias será diferente dependendo do estilo de escavação e isso vai impactar não só a propagação do sinal, mas também a instalação da infraestrutura de comunicação. Em comunicações TTE, essas considerações são especialmente importantes, pois é o fator determinante do nível de penetração do sinal.

Por causa do alto nível de periculosidade da área de trabalho de uma mina subterrânea, é preciso que o equipamento ou sistema de comunicação opere em condições "admissíveis", isto é, em condições que não comprometam a segurança do ambiente [8]. Além disso, equipamentos projetados para operar em ambientes "convencionais", isto é, em condições de temperatura e umidade não-extremas podem se desgastar mais rapidamente no ambiente hostil de uma mina subterrânea. Logo, é preciso ter tudo isso em mente no projeto de um sistema que vá operar em uma mina subterrânea. Não obstante, apenas garantir que o sistema funcione não é o bastante: sabe-se que dispositivos eletrônicos podem reagir em contato com algumas substâncias presentes na mina, por exemplo, poeira e substâncias corrosivas e causar sérios problemas como curto-circuitos e superaquecimento [7]. Dito isso, é necessário que os equipamentos sejam propriamente isolados dessas substâncias, complicando ainda mais o projeto.

Outras considerações importantes a respeito dos equipamentos de comunicação estão relacionadas com as características físicas do equipamento. É essencial que os dispositivos sejam pequenos e leves, uma vez que há grandes limitações de espaço e mobilidade no subterrâneo. No caso de aparelhos portáteis, é importante ter uma bateria de longa duração [7].

Em um mina subterrânea, há dois tipos diferentes de comunicação: a comunicação interna da mina e a comunicação do subterrâneo para a superfície da mina e vice-versa.

2.2 COMUNICAÇÃO INTERNA DA MINA

A comunicação interna da mina requer cobertura completa dentro das galerias. Como foi dito, é muito importante conectar todos os pontos da mina para garantir não só a segurança dos trabalhadores e equipamentos, mas também para se atingir a máxima produtividade. O uso de comunicações sem fio (ondas de rádio), à primeira vista, parece ser a melhor solução. Entretanto, sabe-se que nem sempre é possível utilizar comunicações por rádio, devido a dificuldades de propagação das ondas eletromagnéticas dentro das galerias subterrâneas [7]. Por isso, há cenários em que é preferível o uso de transmissão com fio. No entanto, os fios e cabos são suscetíveis a danos, especialmente em um ambiente extremo. Logo, os cabos e fios do sistema de comunicação devem ser instalados com cuidado especial para minimizar possíveis danos à infraestrutura.

Quando a mina expande, a área de comunicação a ser coberta também expande automaticamente. Caso se opte por um sistema de comunicação com fio, expandir a área de cobertura significa instalar mais fios e cabos. No caso de comunicações sem fio, novas estações retransmissoras devem ser postas. É claro que para cada caso haverá um custo. É necessário, portanto, ao projetar o sistema, levar em consideração os custos adicionais de expansão para que o projeto, além de atender as exigências e prioridades demandadas, minimize os custos.

Nem sempre é possível, mas quando for, deseja-se empregar um sistema de comunicação móvel. Geralmente isso é feito usando ondas de rádio. Entretanto, a mobilidade dos nós irá introduzir dificuldades adicionais ao sistema em relação aos sistemas com fio ou sem fio, mas fixos. Os transceptores terão de ser mais complexos e, por conseguinte, mais caros. Além disso, deve-se levar em conta a praticidade do aparelho móvel, uma vez que os trabalhadores de uma mina já carregam consigo vários outros itens, entre eles, equipamentos de segurança. É obviamente imprescindível que o aparelho de comunicação não atrapalhe o funcionamento dos equipamentos de segurança [7].

2.3 COMUNICAÇÃO ENTRE SUBTERRÂNEO E SUPERFÍCIE

Considera-se agora a comunicação entre subterrâneo e superfície da mina. O objetivo prioritário da comunicação entre subterrâneo e superfície é a segurança. Por isso, o mais importante é conseguir estabelecer um enlace de comunicação robusto. Logo, para ouvir ou detectar o sinal saindo da mina com alta probabilidade, é necessário que a potência do sinal exceda suficientemente a do ruído.

Há três classificações distintas para os sistemas de comunicação empregados em minas subterrâneas. Aqueles que usam cabos, são chamados de *through-the-wire* (TTW), aqueles que empregam ondas de rádio usando o ar como meio de propagação são chamados de *through-the-air* (TTA) e, finalmente, aqueles que usam o solo como meio de propagação são denominados *through-the-earth* (TTE). Nas Subseções 2.3.1 e 2.3.2 são apresentados os sistemas TTW e TTA. Para melhor apresentar as comunicações TTE, foco do trabalho, têm-se as Seções 2.4 e 2.5, que apresentam o histórico das comunicações TTE e o estado-da-arte da tecnologia respectivamente.

2.3.1 *Through-the-wire*

Sistemas de comunicação com fio ou por cabo conectam dois ou mais nós por meio de fios ou cabos. A rede de telefonia fixa é um exemplo de sistema de comunicação com fio. Como foi visto, esses tipos de sistemas são frequentemente empregados para atender as demandas de comunicação interna de minas subterrâneas. Antes de apresentar alguns sistemas de comunicação com fio usados em minas subterrâneas, é válido entender por que não se pode simplesmente empregar telefones fixos normais em minas subterrâneas. Em primeiro lugar, porque é perigoso usar esse tipo de telefone em uma atmosfera rica em metano, uma vez que a tensão empregada para o seu funcionamento é muito elevada. E em segundo lugar, porque a comunicação fica restrita às pessoas trabalhando na vizinhança do telefone [9]. Em uma mina subterrânea, frequentemente deseja-se fazer anúncios gerais ou chamar uma pessoa específica. Portanto, um telefone padrão, sem modificações, não seria uma boa solução.

Um dos mais antigos instrumentos para comunicação em minas é o telefone de magneto [10], baseado em linhas cabeadas para comunicação de voz. Um gerador de magneto composto por ímãs é acionado manualmente por uma alavanca, produzindo corrente alternada de 100 volts entre 15 e 20 Hz, que após sua transmissão pelo cabo aciona os sinos dos outros telefones conectados. Estabelecida a conexão, baterias são usadas para garantir a alimentação dos equipamentos de comunicação de voz.

Fibras ópticas permitem altas taxas de transmissão de dados a grandes distâncias dentro da mina, podendo alcançar lances de até 70 km sem necessidade de regeneração do sinal. Por ser uma ferramenta de grande capacidade, é utilizada para monitoramento em tempo real das diversas atividades da mina como sistema contra incêndio, sistemas automáticos entre outros [11].

Por sua vez, *leaky feeders* utilizam cabos coaxiais fendidos para transmitir e receber a informação dentro do túnel. O cabo fendido, em vez de ter uma malha metálica externa com a função de blindagem eletromagnética vista em cabos coaxiais comuns, possui uma camada de cobre com perfurações que atuam como um arranjo de antenas de abertura. Dadas as características de irradiação e captação de energia eletromagnética em uma estrutura guiada, podem ser vistos como um híbrido entre a transmissão por cabo (TTW) e a transmissão pelo ar (TTA). Devido à atenuação ao longo do cabo, é necessário ter amplificadores regularmente espaçados, tipicamente entre 350 e 500 m de distância. Os cabos fendidos funcionam em ambas as direções de comunicação, usualmente nas bandas VHF e UHF [12].

Quando ondas de rádio são alimentadas em qualquer fio ou cabo, elas se distribuem ao longo de seu comprimento. Sistemas de corrente portadora (*carrier current*) se aproveitam dos fios presentes na infraestrutura já existente, como as linhas de energia de corrente alternada ou corrente contínua, cabos de elevação, trilhos, canos de água, ductos de ventilação, entre outros para transmitir mensagens. Esses sistemas são, em muitos casos, os mais confiáveis sistemas de comunicação, pois possuem maior resistência mecânica e isolamento, além de raramente sofrerem danos por desmoronamento [7].

2.3.2 *Through-the-air*

Claramente, a maior desvantagem dos sistemas de comunicação com fio é a necessidade de se usar cabos e fios para estabelecer uma conexão entre os nós comunicantes. Seria muito útil se o sistema de co-

municação fosse móvel. Para isso, surgem as soluções que empregam ondas de rádio. Contudo, as galerias e demais localidades de uma mina subterrânea são ambientes bastante complicados para as comunicações via rádio. Observou-se que o comportamento dos sinais de rádio no subterrâneo da mina é muito diferente do comportamento em ambientes regulares [7]. Portanto, faz-se necessário investigar como os sinais de rádio se comportam em uma mina subterrânea.

As características do meio de propagação de uma mina subterrânea são totalmente diferentes das características dos meios de propagação onde as tecnologias de comunicação sem-fio são comumente utilizadas. Geralmente, minas subterrâneas são compostas por túneis. Dentro dos túneis há poeira, gases perigosos, água corrosiva e outras substâncias potencialmente perigosas. Os túneis não são necessariamente retos e se conectam a outros túneis de formas variadas. Além disso, pode haver pilares sustentando o teto e as paredes não são uniformes nem lisas.

Sabe-se que quando o comprimento de onda de uma onda eletromagnética é menor que as dimensões do túnel, pode-se modelar o túnel como um guia de onda [7]. A forma, a estrutura das paredes e as dimensões do túnel, juntamente com os objetos dentro dele (pilares, máquinas, etc) são importantes para a modelagem do canal de propagação. Modelar a propagação das ondas no interior das galerias é muito importante, porque todos os fatores citados fazem os parâmetros do canal de propagação variar drasticamente [13].

Nos dias de hoje, os sistemas de comunicação TTA em minas são, em sua maioria, adaptações de um ou vários sistemas de comunicação sem fio para curto alcance como Zigbee, WiFi e RFID, dentre outros [14]. Visto que os equipamentos de rádio utilizados não trazem novidades em relação aos dispositivos RF usados em outras aplicações, esta subseção tem como foco as propostas de protocolos de redes para comunicação TTA encontradas na literatura.

Considerando a disposição dos nós e a falta de infraestrutura em minas, muitos trabalhos indicam a utilização de redes *ad hoc*. Um dos fatores investigados é o desempenho de protocolos, principalmente aqueles de controle de acesso ao meio ou de roteamento. Na área dos protocolos de controle de acesso ao meio, pode-se citar [15], onde encontra-se uma análise de desempenho do protocolo MINECOM, baseado em TDMA-TDD (*time division multiple access - time division duplexing*).

Percebe-se que muitos trabalhos partem do pressuposto da utilização de padrões ou tecnologias que especifiquem os protocolos de camadas inferiores, como por exemplo IEEE 802.15.4 ou alguma vertente do IEEE 802.11.

Com relação a protocolos de roteamento, Jing [16] desenvolve um protocolo híbrido de roteamento para nós móveis baseados no protocolo GEAR (*geographical and energy aware routing*). Neste protocolo, os nós móveis possuem sua comunicação restrita a apenas alguns nós em função da distância e direção de movimento entre eles. Ao se realizar essas restrições, consegue-se aumentar o tempo de vida desses nós móveis.

Em [17–19], análises do desempenho dos protocolos DSDV (*destination-sequenced distance-vector*) e AODV (*ad hoc on-demand distance vector*) são feitas, levando em consideração a taxa de perda de pacotes, o atraso fim-a-fim e a vazão em transmissões de vídeo, enquanto que [20] realiza o estudo da utilização do protocolo OLSR (*optimized link state routing*) e do padrão IEEE 802.11n para prover a transmissão de vídeo e voz em minas. Bons resultados de vazão, latência e *jitter* da rede são demonstrados.

Já em [21], há o desenvolvimento de um protocolo de roteamento *multi-hop* que utiliza um algoritmo recursivo entre os nós vizinhos para possibilitar a seleção de um caminho que possua uma menor quantidade de saltos, levando em consideração a métrica RSSI (*received signal strength indicator*). Para verificar o protocolo, testes foram realizados utilizando o transmissor MG2455 da *Radio Pulse*.

Jiang [22] desenvolve um protocolo de roteamento que leva em consideração a disposição dos túneis em minas, em que há um túnel principal e alguns ramos. Considerando a disposição dos nós e a formação de *clusters* entre eles nesses túneis-ramos, o autor sugere uma forma de realocamento de nós para cada *cluster* a fim de equilibrar a rede.

Zheng [23] descreve a disposição de redes de sensores subterrâneas, assim como as dificuldades existentes no canal sem fio subterrâneo e, por fim, explicita os obstáculos e áreas de pesquisas para as camadas de rede, considerando também um desenvolvimento *cross-layered* como um possível mitigador dos desafios encontrados em redes subterrâneas.

2.4 HISTÓRICO DAS COMUNICAÇÕES TTE

Quando um desastre em uma mina subterrânea ocorre, há, possivelmente, pessoas presas no subsolo da mina esperando resgate, enquanto a equipe de resgate está na superfície. Para que a operação de resgate seja eficiente e efetiva, a posição exata dos sobreviventes tem de ser conhecida. Logo, é necessário haver algum tipo de comunicação entre as vítimas e a equipe de resgate. Entretanto, os sistemas de comunicação empregados no dia-a-dia da mina não estão acessíveis devido ao desastre ocorrido. Nesse cenário, a única opção que resta é comunicação TTE [7].

A ideia de usar a Terra como um meio de comunicação foi primeiramente proposta por Nikola Tesla, na longínqua data de 1899. Tesla sugeriu usar sinais em frequências extremamente baixas (ELF) e a Terra como meio de propagação para mandar mensagens para todo o mundo [24] [25]. Nesse período, trabalhos teóricos foram realizados com o objetivo de criar a base matemática para propagação TTE supondo atendidas algumas hipóteses simplificadoras.

Seguindo os trabalhos teóricos, vieram trabalhos práticos realizados no início do século XX. Uma das primeiras tentativas de usar ondas de rádio em minas subterrâneas foi feita nos Estados Unidos pelo *Bureau of Mines* em 1922. Tentou-se estabelecer sem sucesso comunicação entre duas estações: uma estação subterrânea e outra na superfície. Apesar do fracasso, os pesquisadores continuaram tentando, o que permitiu que fossem estabelecidos os fundamentos das comunicações TTE. Por exemplo, ficou clara a dependência da frequência da onda para a penetração do sinal na Terra. Compreendeu-se que quanto maior a frequência, menor seria a distância de penetração do sinal [7].

O efeito de diferentes tipos de rocha e solo, além da presença de água no meio foi estudado. Diferentes configurações de antenas, além dos requisitos de potência para uma transmissão bem-sucedida foram também investigados nesse período [7]. Apesar desses esforços, ainda havia muitas dúvidas em relação à viabilidade de um sistema de comunicação TTE (*through-the-earth*), notadamente por causa da baixa capacidade de penetração das ondas eletromagnéticas no solo, até que em 1931, J. Wallace Joyce realizou uma série de experimentos e concluiu que, apesar de ser possível detectar sinais de baixa frequência,

a atenuação causada pelo meio é grande demais e um sistema de comunicação TTE baseado em ondas de rádio não seria viável [26]. Esse resultado desmotivou muitos pesquisadores e os estudos na área de comunicações TTE praticamente parou até o final da Segunda Guerra Mundial [27].

Após a Segunda Guerra Mundial, os estudos acerca de comunicações TTE foram retomados e o primeiro sistema TTE bem-sucedido foi desenvolvido na África do Sul em 1946 [28]. Nesse experimento, a comunicação TTE foi estabelecida usando uma antena de fio horizontal, que transmitia um sinal até uma distância de 6000 pés (1828,8 metros) de profundidade, da superfície para o subsolo. No subterrâneo da mina, o sinal era recebido por trabalhadores usando capacetes com antenas *loop* embutidas. Vale mencionar que a condutividade da Terra e as formações sedimentares do solo onde os experimentos foram realizados podem ter sido as grandes razões para o sucesso do experimento. Nos anos seguintes, outros estudos foram realizados nos EUA, mas nenhum obteve um resultado satisfatório. Após uma série de acidentes em minas, vários outros estudos sobre comunicações TTE passaram a ser realizados com o apoio do governo americano, por meio do *Bureau of Mines* [7].

Com o passar dos anos, o foco dos estudos passou a ser entender as características das comunicações TTE, incluindo a influência de possíveis interferências eletromagnéticas [7]. O resultado desses estudos permitiu o desenvolvimento de algumas implementações práticas. Mais tarde, passou-se a estudar como melhorar o desempenho dessas implementações sob condições operacionais de funcionamento da mina subterrânea [7].

Com o aumento do número de desastres, alguns estudos passaram a focar em encontrar a frequência ótima de transmissão que maximiza a taxa de sucesso em operações de salvamento e em outras aplicações de monitoramento relevantes para a segurança [7].

Apesar de, atualmente, ser sabido que as características de penetração do sinal são diferentes para cada tipo de mina, há estudos que buscam descrever e unificar as relações entre a capacidade de penetração, a profundidade, a frequência de transmissão e a condutividade [29] [30].

Apesar da comunicação TTE constituir a parte mais vital da infraestrutura de comunicações em minas subterrâneas [7], um sistema de comunicação completo de uma mina subterrânea consiste em não só comunicação entre a superfície e o subsolo, mas também em comunicação dentro das galerias subterrâneas. Portanto, o comportamento da propagação de sinais de rádio em túneis de minas também foi estudado.

Dos estudos e esforços realizados ao longo do século XX para a compreensão e desenvolvimento de um sistema de comunicação TTE, surgiram vários sistemas capazes de estabelecer um enlace entre a superfície e o subterrâneo. Na Seção 2.5, são apresentados os sistemas de comunicação TTE utilizados atualmente.

2.5 EQUIPAMENTOS PARA TTE

Nos anos que seguiram o *MINER Act*, o NIOSH (*National Institute for Occupational Safety and Health*) apoiou o desenvolvimento de uma série de tecnologias de comunicação e rastreamento em minas subterrâneas [5]. Cinco protótipos foram desenvolvidos por cinco empresas: *Alertek*, *E-Spectrum Technologies*, *Lockheed Martin*, *Stolar* e *Ultra Electronics*. Quatro protótipos baseiam-se na detecção de campos

magnéticos utilizando antenas *loop* e um na detecção de campos elétricos.

Os sistemas TTE desenvolvidos se mostraram capazes de prover comunicação unidirecional e, em alguns casos, bidirecional, de voz e texto em até 300 m (voz) e 600 m (texto) de profundidade, aproximadamente. Para transmitir voz, os protótipos utilizaram frequências de 3150 Hz a 4820 Hz. Alguns protótipos possuíam também um modo de localização baseado em triangulação, em que apenas um tom é transmitido no enlace de subida. Utilizando receptores dispostos na superfície é possível localizar a posição do transmissor por meio do tratamento do sinal recebido.

Utilizou-se em alguns protótipos modulação analógica SSB (*single side band*), e em outros modulação digital PSK (*phase shift keying*) e/ou FSK (*frequency shift keying*). Além disso, em alguns protótipos, técnicas de cancelamento de ruído foram testadas [5]. Algumas empresas conseguiram transformar seus projetos em produtos comerciais [31].

O *Flex Alert*, fabricado pela canadense *Mini-Radio Systems*, é um sistema de comunicação unidirecional entre galerias subterrâneas e a superfície, utilizado para dar suporte na evacuação de operários em caso de emergência. Utiliza um campo magnético de baixa frequência que transporta informação a um receptor posicionado no capacete dos mineiros. É composto por uma antena tipo *loop* de 10 a 120 m de comprimento posicionada estrategicamente sobre a mina. Quando há alguma emergência, um sinal é emitido da superfície para todos os mineiros fazendo a lâmpada do capacete piscar sinalizando a evacuação [11].

O *Dispositivo Pessoal de Emergência (PED)* da australiana *MineSite Technology* é um sistema de comunicação unidirecional que permite a transmissão de mensagens de texto específicas às pessoas que se encontram no interior da mina sem uso de cabos. Mesmo fornecendo comunicação só superfície-mina, pode ser utilizado um cabo irradiante (*leaky feeder*) para completar a comunicação no link de subida [11]. O sistema também é usado para detonação remota de explosivos e controle remoto de equipamentos.

Após seus testes em conjunto com a NIOSH, a *Lockheed Martin* comercializa a *MagneLink MCS*, que é um sistema TTE autossuficiente e bidirecional que oferece suporte a voz, texto e localização baseado em ondas magnéticas de baixa frequência. Testes a 500 metros de profundidade validaram as aplicações de voz e texto, em que uma antena de 130 metros de comprimento e outra com múltiplas voltas foram usadas na superfície e na mina, respectivamente.

A canadense *Vital Alert* [32] desenvolveu recentemente o sistema digital *Canary* de rádio TTE bidirecional para comunicação de dados e voz. O receptor da *Canary* é implementado em rádio definido por software, sendo facilmente reconfigurável para operar entre frequências de 300 Hz a 9 kHz. O dispositivo permite modulação adaptativa com taxas que variam de 9 bps a 1 kbps.

2.6 OUTROS SISTEMAS

Além dos sistemas fundamentados em radiação eletromagnética, há outras formas de comunicação possíveis em minas subterrâneas. Esses sistemas são geralmente empregados quando ocorre um desastre e sua capacidade de transmissão de informação é bastante limitada [7].

Sistemas sísmicos: baseiam-se na transmissão de ondas mecânicas TTE geradas quando uma parte

rígida da estrutura da mina, é golpeada com um objeto pesado. As vibrações causadas pelo golpe podem ser utilizadas para localizar um trabalhador preso dentro do subterrâneo. As ondas mecânicas podem ser convertidas em sinais elétricos por meio de transdutores sísmicos, chamados geofones. O sinal então é tratado para determinar a localização dos trabalhadores [33].

Sistemas de fedor: Servem para transmitir um alerta aos mineiros dentro das galerias subterrâneas. Como se baseiam em estimular o olfato, é necessário usar um odor claramente distinguível. Um cheiro forte e desagradável é introduzido aos sistemas de ventilação quando uma emergência ocorre, alertando os mineiros [34].

Sistemas ópticos: Luzes brilhantes cintilantes são usadas em partes da mina onde o nível de ruído sonoro é tão grande que torna outros tipos de comunicação impossível. Além disso, luz de alta intensidade pode ser usada em operações de resgate para se comunicar com as pessoas presas quando há fumaça e escombros no caminho [35].

3 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL TTE

3.1 O AMBIENTE DE PROPAGAÇÃO TTE

Devido às propriedades intrínsecas do solo, a penetração do campo magnético $H = H(x, y, z, t)$ em meio condutor de condutividade σ , permissividade ε e permeabilidade μ obedece à equação de difusão $\nabla^2 H = \mu\sigma\partial H/\partial t$ em vez da equação de onda $\nabla^2 H = \mu\varepsilon(\partial^2 H)/(\partial t^2)$, com o campo decaindo exponencialmente em função da distância, frequência de operação ω e condutividade elétrica do meio. Em um bom condutor, onde $\sigma/(\varepsilon\omega) \gg 1$, o grau de decaimento no meio é dado pela profundidade pelicular $\delta = \sqrt{2/(\omega\mu\sigma)}$ a qual, por ser inversamente proporcional à raiz quadrada da frequência, justifica o uso de frequências baixas usualmente abaixo de 30 kHz para comunicação TTE.

A propagação em meio condutor ou dielétrico também altera algumas propriedades básicas da onda, como a velocidade de propagação v_{rocha} e o comprimento de onda λ_{rocha} . Em um bom condutor, a contribuição da permissividade real pode ser desprezada e o comprimento de onda que atravessa as rochas da mina pode ser escrito como $\lambda_{rocha} = 2\pi\delta$, o que em comunicação TTE operando a 10 kHz com solo possuindo $\sigma = 10^{-3}$ S/m pode reduzir em 30 vezes o comprimento de onda em relação ao ar. Entra em questão, portanto, a aplicabilidade das aproximações comumente utilizadas na literatura para as zonas de campo eletromagnético.

3.1.1 Zonas de Campo

Classicamente, as zonas de campo para transmissão no vácuo ou no ar são divididas em *campo próximo reativo*, *campo próximo radiante*, *zona de transição* e *campo distante*. Nas duas primeiras zonas, o campo é resultado da interferência de ondas de diversos pontos da antena. Em campo distante, onde os campos elétrico e magnético estão em fase e possuem uma razão fixa entre si, a antena de transmissão é vista como um ponto radiante e seu campo pode ser tido como uma onda plana. Na zona de transição, ambos os comportamentos podem ser observados. Em um meio condutor, Gibson [36] propôs uma subdivisão diferente para as zonas de campo.

Em regiões muito próximas à antena de transmissão, apesar da variação no tempo o campo possui uma natureza *quase-estática* seguindo leis da estática como a atenuação pelo inverso do cubo da distância. A partir do chamado *campo próximo*, onde ainda inexistente radiação, o meio condutor começa a contribuir em atenuação de campo. Na zona de *campo distante*, apesar das perdas devido ao meio, o campo obedece lei de atenuação com inverso da distância. Aqui, o mecanismo de propagação é determinado por indução de correntes de Foucault no meio condutivo. Por fim, a *zona de transição* é uma região arbitrária entre os campos próximo e distante.

A Tabela 3.1 elenca as zonas de campo e suas condições para os dois tipos de meio, em que r é a distância entre as antenas. Um sistema operando no espaço livre em 10 kHz ($\lambda_0 = 30$ km) com separação entre antenas de 300 m se encontra em campo próximo reativo ($\lambda_0/2\pi \approx 4775$ m), enquanto que em meio

condutor com $\sigma = 10^{-3}$ e $\mu = \mu_0$, $\lambda_{rocha}/2\pi = \delta \approx 160 \text{ m} < 300 \text{ m}$. Ou seja, trata-se de zona de transição e está mais próximo do campo distante do que do campo próximo.

<i>Modelo</i>	<i>Tipo de aproximação</i>	<i>Condições</i>
Vácuo	Campo próximo reativo	$r < \lambda_0/2\pi$
	Campo próximo radiante	$\lambda_0/2\pi < r < \lambda_0$
	Zona de transição	$\lambda_0 < r < 2\lambda_0$
	Campo distante	$r > 2\lambda_0$
Meio condutivo	Quase estático	$r \ll \lambda_{rocha}/2\pi$
	Campo próximo	$r^2 \ll (\lambda_{rocha}/2\pi)^2$
	Zona de transição	$r \approx \lambda_{rocha}/2\pi$
	Campo distante	$r \gg \lambda_{rocha}/2\pi$

Tabela 3.1: Zonas de campo no vácuo e em meio condutor.

3.1.2 Modelos de Campo Magnético

O momento magnético $m_d = N_{tx}I_{tx}S_{tx}$ de uma antena *loop* indica a capacidade de transmissão indutiva em função das características do transmissor. N_{tx} é o número de voltas do *loop* transmissor, I_{tx} representa o valor RMS de uma corrente elétrica tonal nos filamentos da antena de transmissão, e S_{tx} representa a área do *loop*. Por esta fórmula, percebe-se que o aumento de momento magnético tem por custo o aumento da potência dissipada em calor ($P_{tx} = R_{tx}I_{tx}^2$), em que a resistência R_{tx} do *loop* transmissor aumenta com N_{tx} e/ou S_{tx} . Apesar de esta potência ser dissipada e não irradiada, ela determina o valor de corrente usada na geração do campo magnético e, por isso, associa-se, de forma indireta, a uma potência de transmissão.

A aproximação mais simples para campo magnético gerado por uma antena *loop* eletricamente pequena se faz considerando o vácuo como meio homogêneo infinito ignorando qualquer condição de contorno [37], e supondo distribuição uniforme da corrente em todo o *loop*. A uma distancia muito próxima à fonte ($r \ll \lambda/2\pi$), a intensidade de um campo magnético variante no tempo se assemelha àquela de um campo estático calculada pela lei de Biot-Savart [38]. Operando-se no vácuo a 10 kHz, esta distância, r , chega até à algumas centenas de metros. Para o caso de uma antena *loop*, o campo magnético quase-estático é aproximado por:

$$\mathbf{H}_{qe} = \frac{m_d}{4\pi r^3} \{2 \cos(\theta) \hat{\mathbf{r}} + \sin(\theta) \hat{\boldsymbol{\theta}}\}, \quad (3.1)$$

onde $\hat{\mathbf{r}}$, $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ são vetores em coordenadas esféricas nas direções radial e elevacional. A adaptação do modelo de plano infinito no vácuo [37] para um meio infinito condutivo (MIC) é feita modificando-se apenas o número de onda, dado por $k_{rocha} = (1 + j)/\delta$. Esta aproximação do campo para ambos os enlaces de subida e descida em coordenadas esféricas é dada, em sua forma fasorial, por [36]:

$$\mathbf{H} = \frac{m_d}{4\pi r^3} e^{-jT} e^{-T} \{2 \cos \theta (1 + (1 + j)T) \hat{\mathbf{r}} + \sin \theta (1 + (1 + j)T + 2jT^2) \hat{\boldsymbol{\theta}}\}, \quad (3.2)$$

onde $T = r/\delta = r\sqrt{\mu\sigma\omega/2}$ representa o alcance normalizado pela profundidade pelicular e contempla a contribuição de perdas no solo. O parâmetro T também pode ser interpretado como uma frequência espacial normalizada em dado alcance r .

Wait formulou expressões analíticas do campo magnético de antenas circulares com corrente uniforme distinguindo os meios superfície e subterrâneo, nos chamados modelos de semi-espaço homogêneo (SEH), para os enlaces de subida [39] e de descida [40]. Os campos para os enlaces de subida \mathbf{H}_{up} e descida \mathbf{H}_{down} em coordenadas cilíndricas nas direções radial $\hat{\rho}$ (campo horizontal) e profundidade \hat{z} (campo vertical) são dados, respectivamente, por:

$$\mathbf{H}_{up} = \frac{m_d}{2\pi h^3} \int_0^\infty \beta x \{J_0(Dx)\hat{z} - J_1(Dx)\hat{\rho}\} dx, \quad (3.3)$$

$$\mathbf{H}_{down} = \frac{m_d}{2\pi h^3} \int_0^\infty \beta(x) \{J_0(Dx)\hat{z} - J_1(Dx) \frac{(x^2 + j2\mathcal{T}^2)^{1/2}}{x} \hat{\rho}\} dx, \quad (3.4)$$

em que

$$\beta(x) = \frac{J_1(Ax)}{Ax/2} \frac{x^3}{(x^2 + j2\mathcal{T}^2)^{1/2} + x + \chi} e^{-Zx} e^{-(x^2 + j2\mathcal{T}^2)^{1/2}}, \quad (3.5)$$

e $A = a_{loop}/h$, $D = \rho/h$, $Z = h_0/h$, $\mathcal{T} = h/\delta$, a_{loop} é o raio do *loop*, h_0 e h são as distâncias entre a antena de superfície e o solo e entre o solo e a antena enterrada no subsolo, respectivamente, J_0 e J_1 são funções de Bessel do primeiro tipo, e χ é uma variável auxiliar utilizada no modelo de Wait e Durkin, que será explicado mais adiante.

A Figura 3.1 ilustra a geometria para campos no cenário SEH.

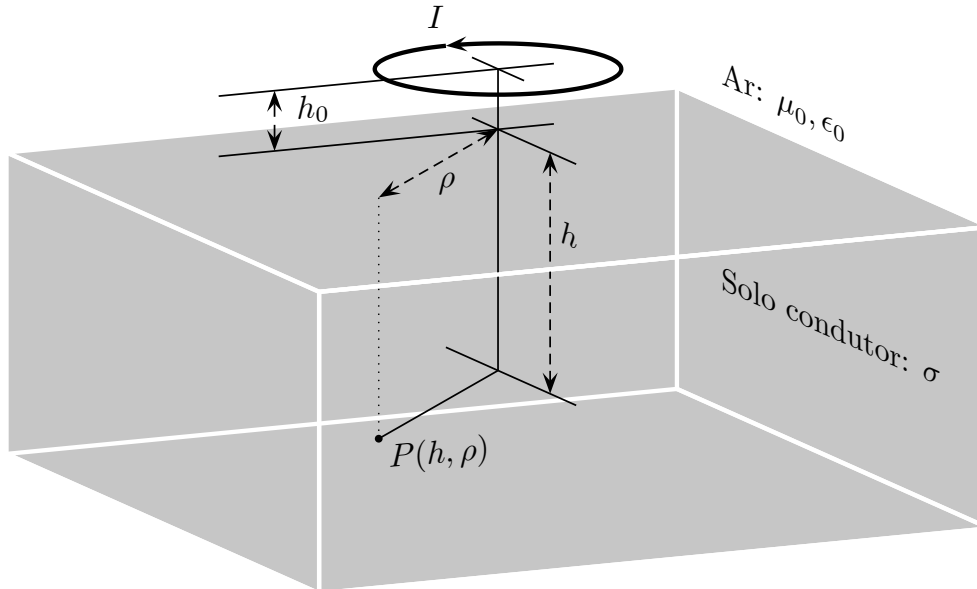


Figura 3.1: Geometria para cálculo de campo magnético no ponto $P(h, \rho)$ para antena *loop* circular a uma altura h_0 do solo.

Para as aproximações de Wait, χ é nulo. Observa-se que existe reciprocidade entre os dois enlaces para o campo vertical, mas não para o horizontal, e que este último pode ser ignorado numa configuração em que

as antenas se encontrem alinhadas coaxialmente, ou seja, quando $\rho = 0$ (ou $\mathcal{T} = T$) fazendo $J_1(Dx) = 0$. Da mesma forma, no modelo de meio infinito em (3.2), para $\theta = 180^\circ$ em configuração coaxial, desaparece o termo de campo na direção elevacional, sobrando apenas o campo vertical na direção \hat{r} . Diferentemente do modelo baseado em meio infinito, em que o *loop* deve ter dimensões suficientemente pequenas que garantam a uniformidade espacial da corrente, os modelos de semi-espaço homogêneo possuem o fator de correção $J_1(Ax)$ que compensa a variação do tamanho da antena.

Durkin [41] sugere que exista na interface entre a terra e o ar uma barreira de transposição que possa ser modelada por uma fina camada de condutividade ainda maior que aquela do semi-espaço homogêneo abaixo dela. Seu modelo inclui o termo $\chi = j2\mathcal{T}^2 \frac{h_1}{h} \sigma_1$ nos denominadores de (3.3) e (3.4), em que h_1 e σ_1 representam a altura e a condutividade da fina camada de interface.

Todos os modelos acima estão no domínio da frequência, visto que δ varia com ω . Vale observar que excluem-se aqui eventuais distorções lineares e não lineares do transmissor. Aproximações dessas equações para os campos próximo e distante podem ser obtidas utilizando as condições da Tabela 3.1, lembrando que $\delta = r/T = \lambda_{rocha}/2\pi$.

A Figura 3.2 mostra a intensidade de campo magnético de uma antena *loop* ao longo de seu eixo ($\theta = 0$) normalizado pela intensidade do campo quase-estático em função de T (ou de \mathcal{T}) para os modelos de MIC e SEH com adequada aproximação entre eles. Apresenta também a intensidade de campo num ponto sobre o mesmo plano do *loop* ($\theta = \pi/2$) apenas para o modelo de MIC, visto que o cenário SEH não é adaptado para a configuração coplanar. Nesta figura observa-se o excesso de perda (ou ganho) devido ao meio e a estrutura da antena *loop* para além da lei do inverso cúbico da distância. Para uma noção mais precisa da variação da intensidade de campo com a distância, basta acrescentar uma atenuação de 60 dB/década para uma frequência fixa. Observa-se que até a distância $T = 1/4$, o que pode equivaler a 40 m num sistema operando em 1 kHz com condutividade moderada $\sigma = 10^{-2}$, os modelos seguem praticamente o comportamento do campo quase-estático. A partir daí, o campo coplanar apresenta ganho até $T \approx 3$ quando passa a apresentar perda, enquanto que o campo coaxial tem sempre sua intensidade reduzida, inicialmente de 1,5 dB após o primeiro δ ($T = 1$), 4,5 dB entre o segundo e o primeiro δ , convergindo à 8,7 dB/ δ em $T \rightarrow \infty$, assim como no campo coaxial. Este valor de convergência da taxa de atenuação/ δ é típica para ondas planas em campo distante e usada para definir o próprio δ ($20 \log_{10}(e^{-\frac{r}{\delta}}) = -1$) = -8,7 dB).

Fixando uma distância, o espectro em função da frequência normalizada T (ou \mathcal{T}) mostra um comportamento de filtro passa-baixas, com largura de banda de 1,4 para o campo coaxial, e de 2,8 para o campo coplanar. No entanto, veremos na seção seguinte que essas não são as formas do espectro do canal entre as duas pontas de comunicação.

3.1.3 Modelagem do Canal e Frequência Ótima de Operação

Em sistemas que operam em frequências moderadamente baixas, é mais comum se usar tensão e corrente para parametrizar quadripolos e, conseqüentemente parâmetros baseados em impedâncias. Para análises de modelagem do canal de propagação em frequências abaixo de 100 kHz, adota-se o conceito de impedância de transferência entre os *loops*, considerando as versões fasoriais da corrente tonal no *loop* de

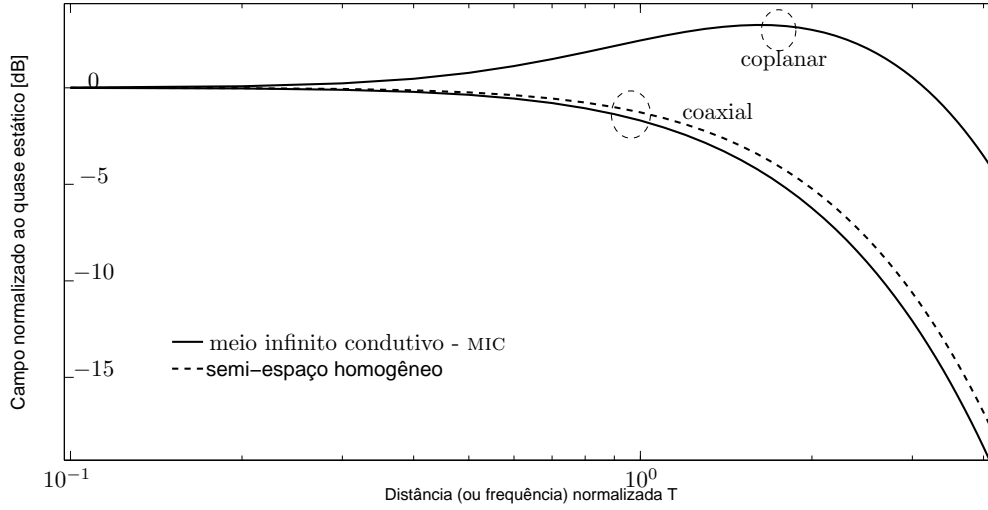


Figura 3.2: Intensidade de campo magnético de uma antena *loop* nas configurações coaxial e coplanar segundo os modelos MIC e SEH (*uplink*).

transmissão $I_{tx}(\omega)$ e da tensão induzida nos terminais da antena de recepção $V_{rx}(\omega)$,

$$Z(\omega) = V_{rx}(\omega)/I_{tx}(\omega). \quad (3.6)$$

Segundo a lei de Faraday, a tensão induzida por um campo magnético nos terminais de um condutor de malha fechada depende da variação temporal do fluxo magnético que adentra esta malha em sentido ortogonal a seu plano [38]. Como resultado, a tensão induzida nos terminais de uma antena *loop* em função do campo magnético é dada por

$$V_{rx}(\omega) = -j\omega N_{rx} \int_S \mu \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = -j\omega \mu N_{rx} S_{rx} H \cos(\varphi) \quad (3.7)$$

em que N_{rx} e S_{rx} são o número de voltas e a área do *loop* receptor, respectivamente, e φ é o ângulo entre o campo magnético \mathbf{H} e o eixo do *loop* ortogonal a seu plano. Vê-se em (3.7) que, apesar de o campo sofrer atenuações em alta frequência, o receptor impõe ao sinal de saída atenuações em baixas frequências. Em coordenadas esféricas, $\varphi = \theta$ se os planos dos dois *loops* forem paralelos. Expressando \mathbf{H} em coordenadas esféricas \mathbf{H}_r na direção \hat{r} e \mathbf{H}_θ , na direção $\hat{\theta}$, tem-se

$$V_{rx}(\omega) = -j\omega \mu N_{rx} S_{rx} [\mathbf{H}_r \cos(\theta - \theta_x) \cos(\theta_y) - \mathbf{H}_\theta \sin(\theta - \theta_x) \cos(\theta_y)], \quad (3.8)$$

onde θ_x e θ_y são ângulos de rotação dos eixos \hat{x}' e \hat{y}' que, por sua vez, são eixos auxiliares criados pela rotação de $\phi - 90^\circ$ do eixo \hat{z} , em que ϕ é o ângulo azimutal. A Figura 3.3 ilustra a geometria em questão.

Em coordenadas cilíndricas, a tensão induzida em função dos campos \mathbf{H}_z , na direção \hat{z} , e \mathbf{H}_ρ , na direção $\hat{\rho}$, é dada por

$$V_{rx}(\omega) = -j\omega \mu N_{rx} S_{rx} [\mathbf{H}_z \cos(\theta_x) \cos(\theta_y) + \mathbf{H}_\rho \sin(\theta_x) \cos(\theta_y)]. \quad (3.9)$$

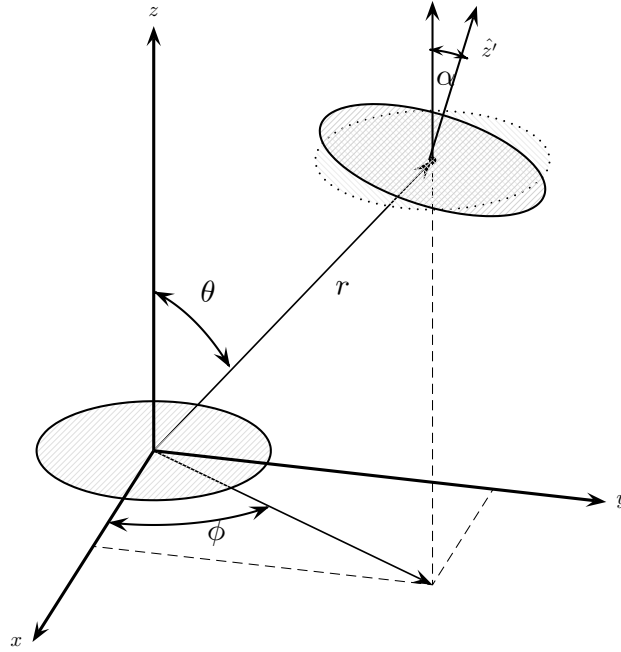


Figura 3.3: Geometria para cálculo de campo entre duas antenas *loop* circulares. O ângulo α formado pelos vetores ortogonais aos planos determinados pelas duas antenas é resultante da composição de rotações nos eixos \hat{x}' e \hat{y}' .

Para uma corrente tonal no transmissor, o momento magnético fasorial $m_d(\omega) = N_{tx}S_{tx}I_{tx}(\omega)$ indica a força complexa de uma antena transmissora para dada frequência. Adaptando as equações de campo e adotando o conceito de impedância de transferência $Z(T) = V_{rx}(T)/I_{tx}(T)$ na frequência espacial normalizada T , temos

$$Z_{\text{MIC}}(T) = N_{tx}N_{rx}S_{tx}S_{rx} \left[\sqrt{G_r^{tx}G_r^{rx}} \mathbf{F}_r + \sqrt{G_\theta^{tx}G_\theta^{rx}} \mathbf{F}_\theta \right] \quad (3.10)$$

como a impedância de transferência em cenário MIC, em que os ganhos normalizados das antenas de transmissão e recepção com polarizações nas direções \hat{r} e $\hat{\theta}$ são $G_r^{tx} = \cos^2(\theta)$, $G_r^{rx} = \cos^2(\theta - \theta_x) \cos^2(\theta_y)$, $G_\theta^{tx} = \sin^2(\theta)$ e $G_\theta^{rx} = \sin^2(\theta - \theta_x) \sin^2(\theta_y)$, e \mathbf{F}_r e \mathbf{F}_θ são funções de transferência do canal de propagação dadas, respectivamente, por

$$\mathbf{F}_r = \frac{T^2}{\pi\sigma r^5} e^{-T} \sqrt{1 + 2T + 2T^2} e^{j\{\tan^{-1}(\frac{T}{1+T}) - T - \frac{\pi}{2}\}} \quad e \quad (3.11)$$

$$(3.12)$$

$$\mathbf{F}_\theta = \frac{T^2}{2\pi\sigma r^5} e^{-T} \sqrt{(1+T)^2 + (T+2T^2)^2} e^{j\{\tan^{-1}(\frac{T+2T^2}{1+T}) - T + \frac{\pi}{2}\}}. \quad (3.13)$$

Em $Z_{\text{MIC}}(T)$, toda distorção linear se encontra em \mathbf{F}_r e \mathbf{F}_θ , incluindo a operação derivativa no *loop* receptor. Para as aproximações de campo [39] [40] [41] que utilizam o modelo de semi-espço homogêneo (SEH), a impedância de transferência $Z_{\text{SEH}}(T)$ e as funções de transferência \mathbf{F}_z , $\mathbf{F}_\rho^{\text{up}}$ e $\mathbf{F}_\rho^{\text{down}}$ são dadas, respectivamente, por

$$Z_{\text{SEH}}(T) = N_{tx}N_{rx}S_{tx}S_{rx} \left[\sqrt{G_z^{rx}} \mathbf{F}_z + \sqrt{G_\rho^{rx}} \mathbf{F}_\rho \right], \quad (3.14)$$

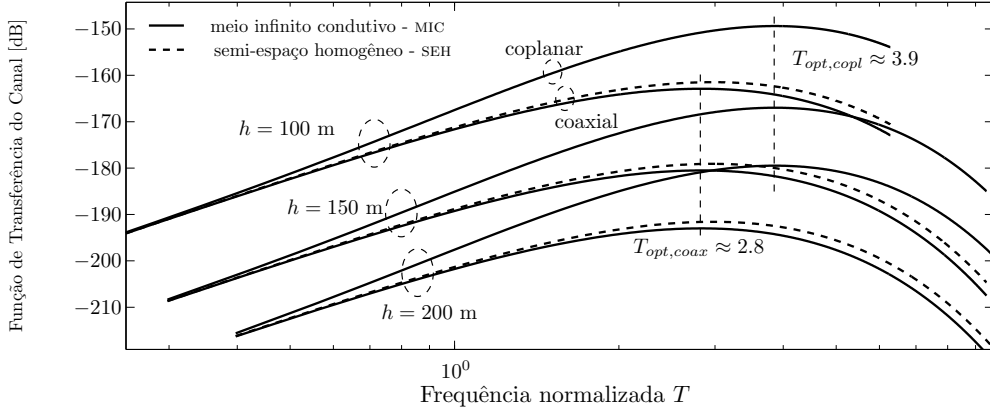


Figura 3.4: Módulo da função de transferência do canal entre duas antenas *loop* nas configurações coaxial e coplanar segundo os modelos MIC e SEH (*uplink*).

$$\mathbf{F}_z = \frac{\mathcal{T}^2}{\pi\sigma r^5} e^{-j\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \beta(x) J_0(Dx) dx, \quad (3.15)$$

$$\mathbf{F}_\rho^{up} = \frac{\mathcal{T}^2}{\pi\sigma r^5} e^{-j\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \beta(x) J_1(Dx) dx, \quad e \quad (3.16)$$

$$\mathbf{F}_\rho^{down} = \frac{\mathcal{T}^2}{\pi\sigma r^5} e^{-j\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \beta(x) J_1(Dx) \frac{(x^2 + j2T^2)^{1/2}}{x} dx, \quad (3.17)$$

em que $G_z^{rx} = \cos^2(\theta_x) \cos^2(\theta_y)$ e $G_\rho^{rx} = \sin^2(\theta_x) \cos^2(\theta_y)$. Neste modelo, parte dos ganhos normalizados das antenas são contabilizados dentro da função de transferência do canal e dependem, sobretudo, de ρ , h , θ_x e θ_y .

O cálculo da potência entregue ao receptor em função dos parâmetros do sistema é importante para diversas medidas de desempenho em sistemas de comunicações.

A relação entre as potências dissipada (transmissão) no primeiro *loop* e entregue ao receptor conectado ao segundo *loop* é dada por

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = \frac{|Z(T)|^2}{R_{tx} R_{rx}}, \quad (3.18)$$

de onde obtêm-se

$$\sqrt{P_{rx, MIC}} = \sqrt{P_{tx}} \Phi_{tx} \Phi_{rx} \left| \sqrt{G_r^{tx} G_r^{rx}} \mathbf{F}_r + \sqrt{G_\theta^{tx} G_\theta^{rx}} \mathbf{F}_\theta \right|, \quad (3.19)$$

$$\sqrt{P_{rx, SEH}} = \sqrt{P_{tx}} \Phi_{tx} \Phi_{rx} \left| \sqrt{G_z^{rx}} \mathbf{F}_z + \sqrt{G_\rho^{rx}} \mathbf{F}_\rho \right|, \quad (3.20)$$

em que Φ_{tx} e Φ_{rx} são as aberturas específicas das antenas de transmissão e recepção, respectivamente. A abertura específica de uma antena *loop* é função de seu raio a , massa M , densidade de massa ρ_l e condutividade do filamento σ_l , e dada por $\Phi = 0,5a\sqrt{M\sigma_l/\rho_l}$.

Tanto $Z(T)$ quanto P_{rx}/P_{tx} carregam parâmetros intrínsecos dos *loops* utilizados. Então, para se compreender o comportamento do canal, escolhe-se usar as funções de transferência \mathbf{F} que, apesar de serem dependentes da forma da antena, independem de seus parâmetros. A Figura 3.4 apresenta o espectro de amplitude da função de transferência do canal para antenas em configurações coaxial e coplanar.

Observa-se que os canais são passa-faixa, em que, para a configuração coaxial, a frequência normalizada ótima é $T_{opt} \approx 2,83$ com fator de qualidade $Q = 2,2$ e faixa frequencial não simétrica à T_{opt} . Como exemplo, para uma profundidade $r = 200$ m com $\sigma = 10^{-2}$ S/m, a frequência ótima é $f_{opt} \approx 5$ kHz e a largura de banda com menos de 3 dB de variação é de 11 kHz. Para a transmissão coplanar, $T_{opt} \approx 3.86$ com fator de qualidade $Q = 1,8$.

3.2 SIMULAÇÃO - CANAL E INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA

Agora que tem-se um modelo para o canal, é possível conceber um sistema de comunicação simples e realizar simulações para investigar seu desempenho.

Ao longo de todo esse trabalho, será usado o modelo MIC, descrito na Seção 3.1. Considere que o sistema de comunicação TTE que queremos simular emprega antenas *loop* coaxiais e verticalmente alinhadas. Nesta configuração, $\theta = \theta_x = 0$ e, logo, a impedância de transferência, dada pela Equação (3.10), se reduz a:

$$Z_{MIC}(T) = N_{tx}N_{rx}S_{tx}S_{rx}\mathbf{F}_r \quad (3.21)$$

onde \mathbf{F}_r é dado pela Equação (3.11).

Como estamos interessados no momento apenas no efeito distorcivo do canal, podemos ignorar os termos N_{tx} , N_{rx} , S_{tx} e S_{rx} , pois eles determinam apenas um ganho e não são responsáveis por distorcer o sinal transmitido. Portanto, considera-se que o canal $C(f)$ é formado apenas por \mathbf{F}_r :

$$C(f) = \mathbf{F}_r \quad (3.22)$$

Agora considera-se que as antenas estejam separadas por $r = 200$ m e que a condutividade da terra seja $\sigma = 0,01$ S/m. Para este caso, a magnitude da resposta em frequência do canal, $|C(f)|$, é mostrada na Figura 3.5. Ao analisar a Figura 3.5, 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.

É importante destacar que a versão discreta do canal TTE para a simulação em ambiente digital foi modelada por um filtro de resposta impulsional finita.

Considere ainda o diagrama de blocos do sistema a ser simulado mostrado na Figura 3.6. O sistema utiliza o esquema de modulação BPSK e um pulso cosseno levantado com o fator de *roll-off* $\beta = 0,5$. A banda do sinal está centralizada na frequência da portadora, f_c , e se estende de $f_c - (1 + \beta)(R_s/2)$ até $f_c + (1 + \beta)(R_s/2)$, onde R_s é a taxa de símbolos. A frequência da portadora é a frequência ótima do canal TTE, $f_c = f_{opt}$, exceto quando a banda do sinal for muito larga, isto é, quando a banda for 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 $(1 + \beta)R_s$, e $f_c = (1 + \beta)R_s/2$.

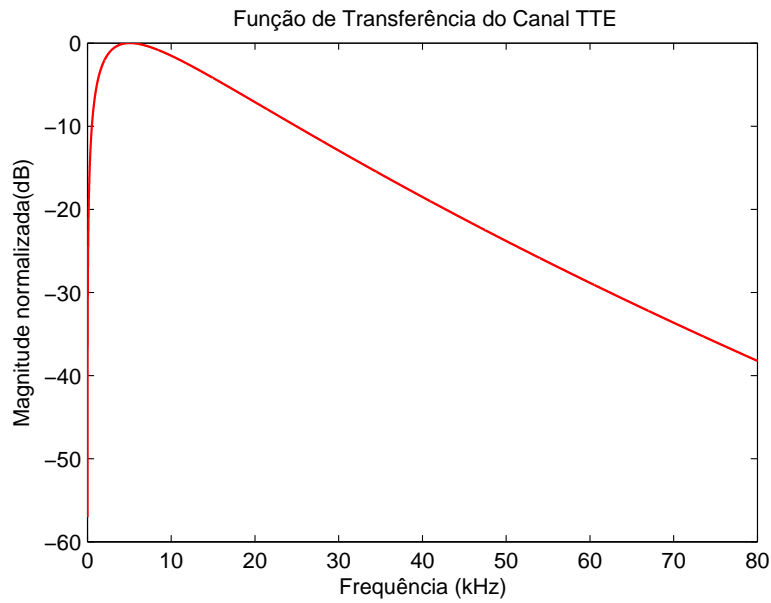


Figura 3.5: Função de transferência do canal quando $\sigma = 0,01$ S/m e $r = 200$ m.

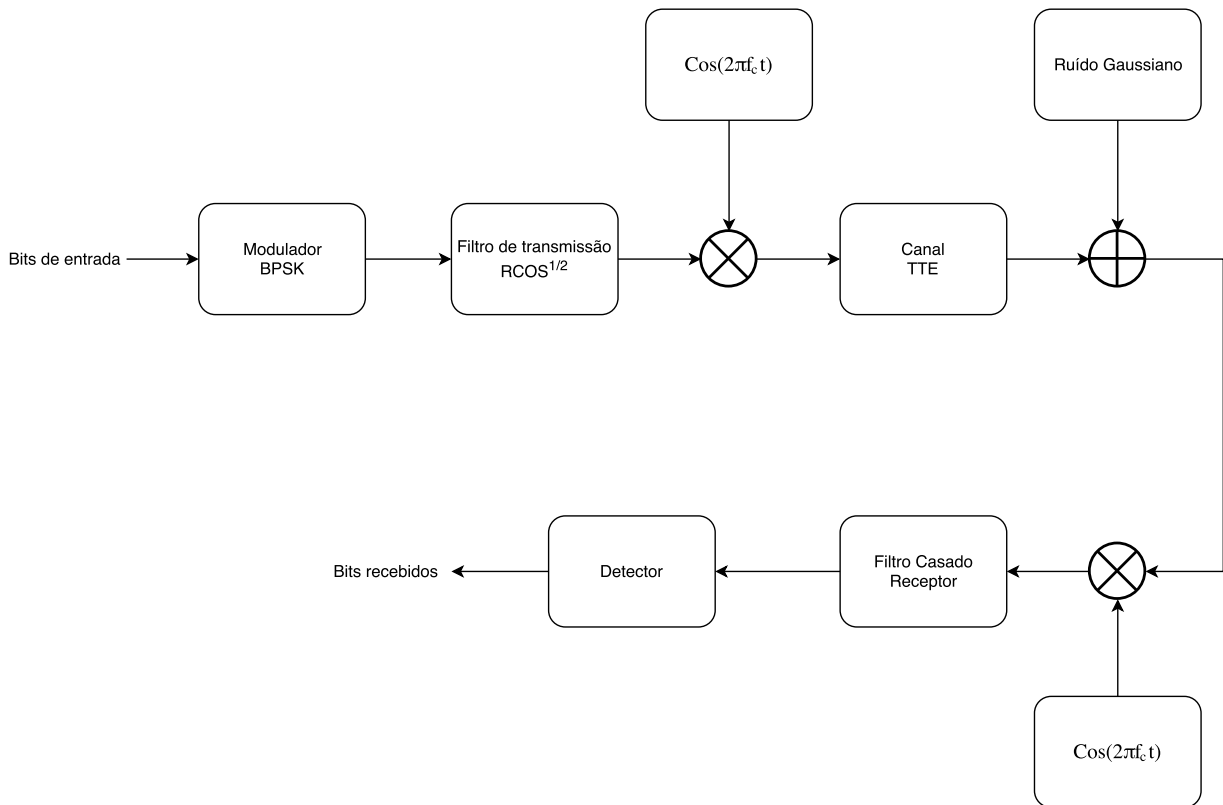


Figura 3.6: Diagrama de blocos da simulação inicial.

É sabido que diferentes aplicações necessitam de diferentes taxas de transmissão de bit. Por exemplo, transmitir voz em tempo real exige uma maior taxa que transmitir mensagens de texto. Portanto, neste primeiro momento, é útil investigar como a taxa de erro de bit em função de $\frac{E_b}{N_0}$ varia para diferentes taxas de transmissão. Isso está ilustrado na Figura 3.7.

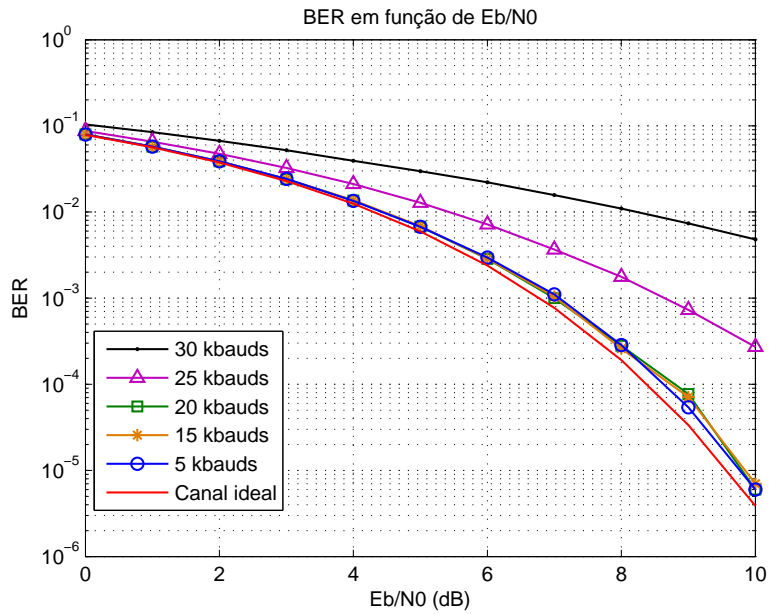


Figura 3.7: Influência do canal TTE em quando a taxa de símbolo aumenta.

Vê-se na Figura 3.7 que a interferência intersimbólica não é muito significativa para taxas de símbolo pequenas, uma vez que, para taxas menores que 20 kbauds, a curva da taxa de erro de bit se aproxima bastante do esperado se o canal fosse ideal, isto é, se não fosse seletivo em frequência. A partir de 20 kbauds, a taxa de erro de bit aumenta conforme cresce a taxa de símbolos, indicando que a interferência intersimbólica tornou-se importante. Para esses casos, é recomendável utilizar algum algoritmo equalizador, o que será feito na Seção 5.1

4 RUÍDO EM SISTEMAS TTE

4.1 RUÍDO EM BAIXAS FREQUÊNCIAS

Para combater a forte atenuação do meio, os sistemas de comunicação TTE devem empregar baixas frequências de transmissão, localizadas normalmente nas bandas VLF e LF. Entretanto, nessa faixa de frequências há dois tipos de ruído, normalmente não considerados em sistemas de comunicação convencionais, que afetam o desempenho dos sistemas de comunicação TTE: o ruído atmosférico e o ruído antrópico (*man-made noise*).

4.2 RUÍDO ATMOSFÉRICO

O ruído atmosférico é modelado como a superposição de uma componente gaussiana e uma componente de picos impulsivos, sendo a componente impulsiva gerada por descargas atmosféricas distantes da ordem de 10^6 m do receptor. Já a componente gaussiana do ruído é proveniente da soma do ruído gerado por descargas atmosféricas ainda mais distantes e por outras fontes de ruído [4].

A intensidade do ruído atmosférico varia com a localidade, estação do ano e hora do dia. Seu espectro é plano na banda de frequências de interesse [42].

Diversos modelos para o ruído atmosférico foram desenvolvidos, mas a maioria é difícil de usar. O modelo proposto por Field e Lewinsein, entretanto, é matematicamente simples, facilmente implementado em simulações e produz resultados coerentes com medições práticas para diversas condições de ruído [42] [43].

O modelo de Field-Lewinsein representa o ruído VLF como um fasor aleatório cuja envoltória é a soma de um processo estocástico com distribuição de Rayleigh e um outro processo estocástico de Weibull (*Power - Rayleigh*). O processo de Rayleigh representa a componente gaussiana do ruído e o de Weibull representa a componente impulsiva [43]. Os dois processos estocásticos são independentes. No domínio do tempo, o ruído pode ser representado por:

$$V_n(t) = Z_{FL}(t) \cos(\omega t + \phi(t)), \quad (4.1)$$

onde $Z_{FL}(t) = X_R(t) + Y_W(t)$ e $\phi(t)$ representam a envoltória e a fase, respectivamente. $X_R(t)$ é o processo estocástico de Rayleigh e $Y_W(t)$ é o de Weibull.

4.2.1 Componente Gaussiana

O ruído gaussiano possui envoltória dada por um processo estocástico de Rayleigh, portanto a função densidade de probabilidade de X_R é dada por:

$$p_X(x) = \left(\frac{x}{\sigma_0^2}\right) \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma_0^2}\right), x \geq 0 \quad (4.2)$$

A média e a potência média desta componente são dadas por:

$$E[X_R] = (\pi/2)^{1/2}\sigma_0 = \pi^{1/2}R_0/2 \quad (4.3)$$

e

$$E[X_R^2] = 2\sigma_0^2 = R_0^2 \quad (4.4)$$

respectivamente.

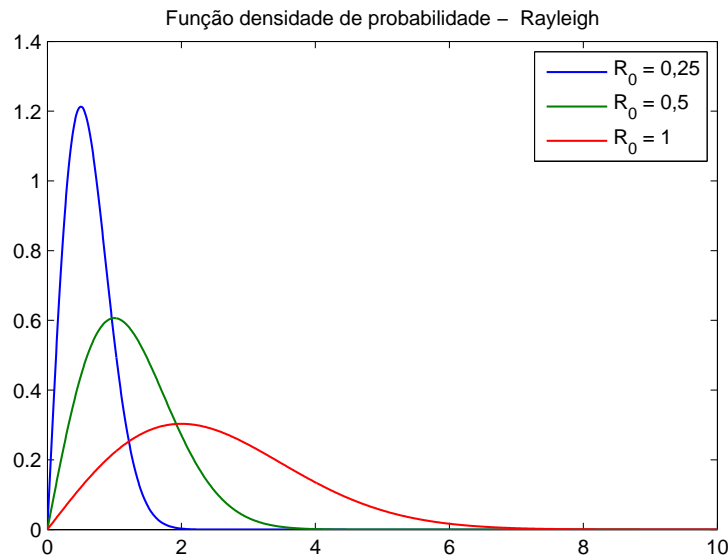


Figura 4.1: Função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh para vários valores do parâmetro R_0 .

A Figura 4.1 mostra a função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh para vários valores do parâmetro R_0 , que é diretamente proporcional a variância. Previsivelmente, quanto maior R_0 , mais espalhada é a p.d.f..

4.2.2 Componente Impulsional

A envoltória produzida pela componente impulsional Y_W é dado por um processo estocástico de Weibull cuja p.d.f é:

$$p_Y(y) = \left(\frac{ay^{a-1}}{R^a}\right) \exp\left[-\left(\frac{y}{R}\right)^a\right], y \geq 0 \quad (4.5)$$

onde $0 \leq a \leq 2$ e R representa a energia média contida em Y_W [44]. A média e a potência média de Y_W são dadas por:

$$E[Y_W] = R\Gamma(1 + 1/a) \quad (4.6)$$

e

$$E[Y_W^2] = R^2\Gamma(1 + 2/a) \quad (4.7)$$

respectivamente. $\Gamma(x)$ é a função gama. O parâmetro a é chamado de *spikiness* [42] que pode ser traduzido como parâmetro de forma e tem grande influência no formato da p.d.f.. A Figura 4.2 mostra a função densidade de probabilidade da distribuição de Weibull para vários valores diferentes de *spikiness*.

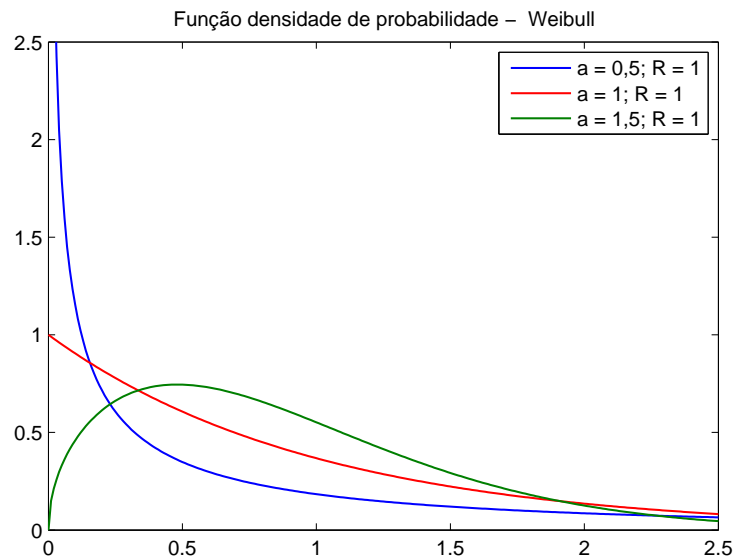


Figura 4.2: Função densidade de probabilidade da distribuição de Weibull para vários valores do parâmetro a .

4.2.3 Parâmetros do modelo de Field - Lewinstein

A envoltória Z_{FL} modula uma portadora, então a potência total do ruído é dada por:

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{1}{2}E[Z_{FL}^2] \\ P_n &= \frac{1}{2}\{E[X_R^2] + 2E[X_R]E[Y_W] + E[Y_W^2]\} \\ P_n &= \frac{1}{2}\left[R_0^2 + \pi^{1/2}\Gamma\left(1 + \frac{1}{a}\right)R_0R + \Gamma\left(1 + \frac{2}{a}\right)R^2\right] \end{aligned} \quad (4.8)$$

A impulsividade, γ , representa a razão de energia entre a componente impulsional do ruído e a componente gaussiana e é dada por:

$$\gamma = \frac{E[Y_W^2]}{E[X_R^2]} = \frac{R^2 \Gamma(1 + \frac{2}{a})}{R_0^2} \quad (4.9)$$

A *spikiness* é função da largura de banda do receptor e caracteriza o grau de impulsividade do ruído [43]. A potência total do ruído, a *spikiness* e a impulsividade, γ , são os três graus de liberdade do modelo de Field-Lewinsein e podem ser ajustados de modo a melhor caracterizar o ruído observado em um certo ambiente. Normalmente a maior parte da potência do ruído está concentrada em sua componente impulsional. Valores típicos para γ e a são: $4 < \gamma < 6$ e $0,25 < a < 0,75$ [44].

4.2.4 Estimação dos parâmetros

Para poder tratar o sinal corrompido pelo ruído é necessário, após observar o ruído, estimar os parâmetros do modelo. Uma das vantagens do modelo de Field - Lewinsein é que isso pode ser feito de maneira relativamente simples. O modelo possui três graus de liberdade e portanto há três incógnitas para serem determinadas: a , R_0 e R . Se os valores dessas variáveis são conhecidos, pode-se calcular a potência de cada componente do ruído e por fim calcular a impulsividade, γ .

Para determinar as três incógnitas, precisamos encontrar um sistema com três equações nessas variáveis. Isso é feito utilizando-se os momentos do ruído observado [44]:

$$\begin{aligned} E[Z_{FL}] &= E[X_R] + E[Y_W] \\ E[Z_{FL}] &= \frac{\pi^{1/2}}{2} R_0 + \Gamma(1 + 1/a)R \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} E[Z_{FL}^2] &= E[X_R^2] + 2E[X_R Y_W] + E[Y_W^2] \\ E[Z_{FL}^2] &= R_0^2 + \pi^{1/2} \Gamma(1 + 1/a) R_0 R + \Gamma(1 + 2/a) R^2 \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} E[Z_{FL}^3] &= E[X_R^3] + 3E[X_R^2 Y_W] + 3E[X_R] E[Y_W^2] + E[Y_W^3] \\ E[Z_{FL}^3] &= \frac{3\pi^{1/2}}{4} R_0^3 + 3\Gamma(1 + 1/a) R_0^2 R + \frac{3\pi^{1/2}}{2} \Gamma(1 + 2/a) R_0 R^2 + \Gamma(1 + 3/a) R^3 \end{aligned} \quad (4.12)$$

As Equações (4.10), (4.11), (4.12) formam um sistema de equações não - linear que pode ser resolvido para determinar as incógnitas a , R_0 e R [44].

4.3 RUÍDO ANTRÓPICO

Além do ruído atmosférico, observam-se também interferências eletromagnéticas geradas pelo homem. O ruído antrópico é geralmente proveniente das componentes harmônicas das linhas de transmissão de potência e é mais forte em baixas frequências. Observa-se que o ruído atmosférico é dominante entre 10

a 30 kHz, enquanto que o ruído antrópico é dominante em 1 kHz. As harmônicas de 60 Hz geradas pelas linhas de potência não são sinais determinísticos e seus espectros não são impulsos localizados em uma única frequência. Elas ocupam uma certa banda centrada em uma das harmônicas, como se as harmônicas estivessem sendo moduladas por um sinal aleatório. Além disso, as harmônicas das linhas de potências são observadas mesmo quando o receptor está a 1 km de distância da linha de transmissão mais próxima [42]. Apesar de ser importante para o projeto de um sistema de comunicação TTE, neste trabalho não é considerada a influência do ruído antrópico.

4.4 SIMULAÇÃO - RUÍDO NA BANDA VLF

Nesta subseção são apresentados os resultados de simulação feita utilizando o software MATLAB de um sistema de comunicação TTE afetado pelo ruído atmosférico descrito pelo modelo de Field-Lewinsein. O diagrama de blocos do sistema é exibido na Figura 4.3. O objetivo da simulação é investigar a influência do canal TTE e, principalmente, do ruído em VLF (não-gaussiano) neste sistema.

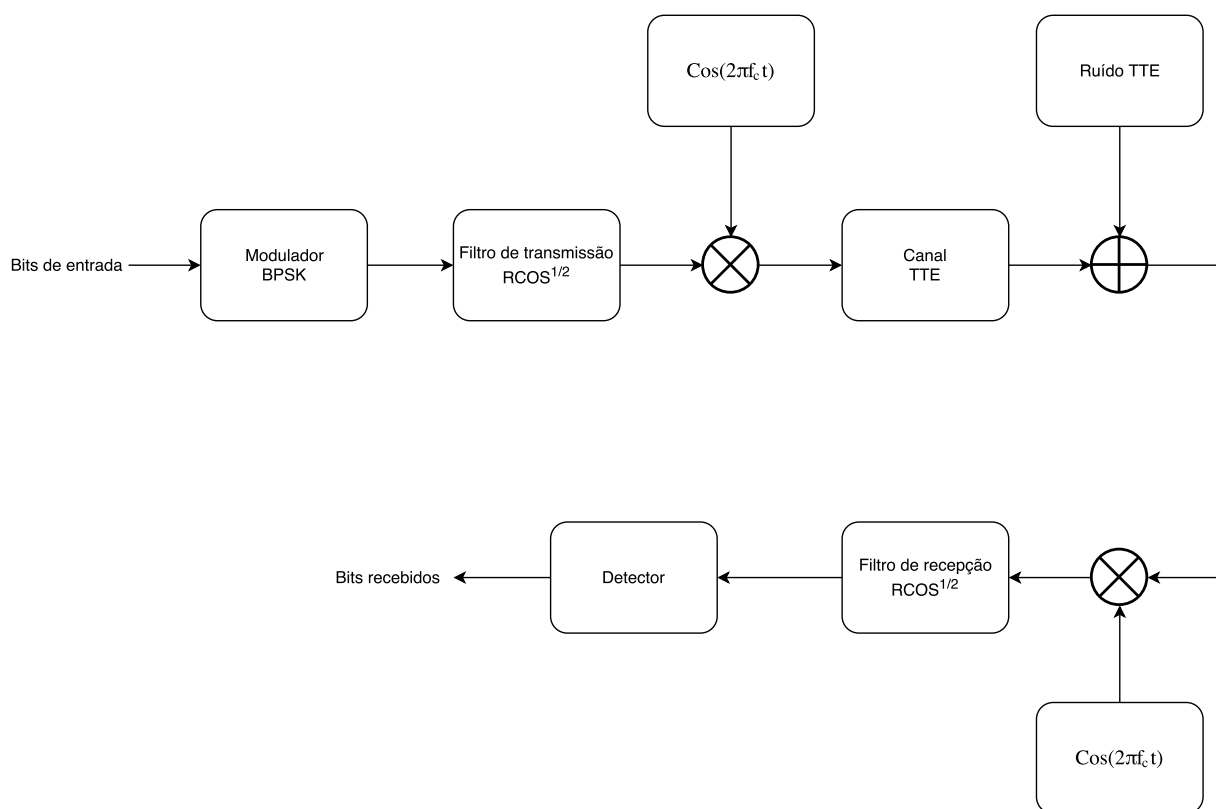


Figura 4.3: Sistema de comunicação simulado.

Em relação ao canal, consideraram-se antenas *loop* coaxiais e alinhadas cujos centros estão separados por uma distância vertical $r = 200$ m e que o solo possui condutividade $\sigma = 10^{-2}$ S/m, ou seja, utilizou-se o mesmo canal da simulação da Seção 3.2. O módulo da função de transferência do canal é exibido na Figura 3.5.

O canal é passa - faixas e distorcivo, portanto haverá interferência entre símbolos (ISI). Para minimizar

a ISI, optou-se por modular uma portadora na frequência ótima $f_{opt} \approx 5$ kHz. Foi utilizado o esquema de modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) e pulso de raiz quadrada de cosseno levantado com fator de *roll-off* $\beta = 0,5$. A taxa de transmissão usada foi de $R_s = 6$ kbauds, portanto o sinal transmitido ocupa uma banda $B = 9$ kHz centrada em $f_{opt} \approx 5$ kHz e é corrompido por ruído atmosférico VLF (não-gaussiano).

Os algoritmos de detecção e demodulação de um sistema de comunicação convencional supõem que o ruído aditivo que corrompe o sinal recebido é gaussiano e branco. Como foi visto na seção anterior, o ruído atmosférico na banda VLF é composto por uma componente gaussiana e uma componente não-gaussiana. Portanto, surge a questão de como seria o desempenho de detectores otimizados para ruído gaussiano branco quando o ruído não é mais gaussiano.

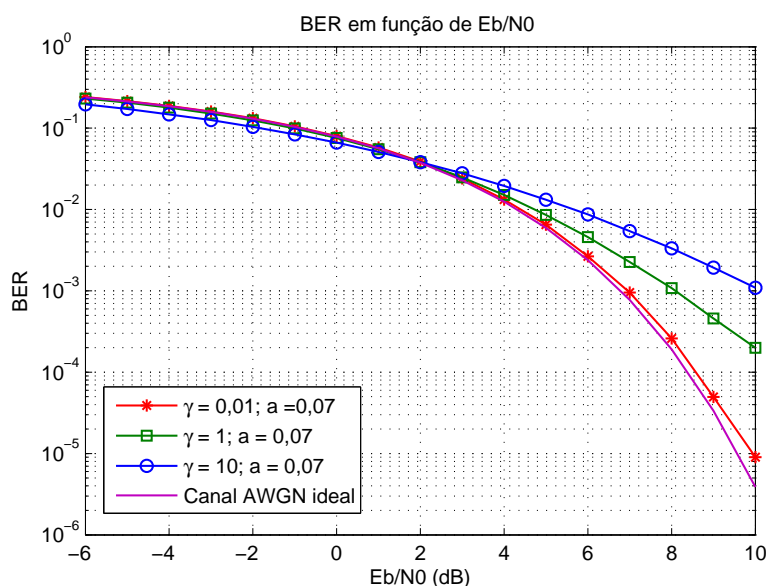


Figura 4.4: Taxa de *bits* errados para o sistema de comunicação TTE descrito.

A Figura 4.4 mostra como o canal TTE, descrito no Capítulo 3 e modelado pela função de transferência, \mathbf{Fr} , também explicada no Capítulo 3 e o ruído atmosférico, descrito pelo modelo de Field-Lewinsein, podem afetar o desempenho de um sistema de comunicação operando na banda de frequências VLF. As curvas da Figura 4.4 mostram as taxas de *bits* errados para diferentes valores da impulsividade, γ . Como foi visto, γ^2 é a razão de energia entre a componente impulsional do ruído e a componente gaussiana. Modificando-a, têm-se ruídos cuja característica impulsional é mais ou menos forte.

Quando $\gamma = 0,01$, o ruído é praticamente gaussiano. Quando, $\gamma = 1$, a componente gaussiana e a componente impulsional do ruído possuem a mesma energia. Finalmente, quando $\gamma = 10$, a energia da componente gaussiana é 100 vezes menor que a energia da componente impulsional, que passa a ser dominante. Nota-se que o desempenho piora consideravelmente quanto mais forte for o aspecto impulsivo do ruído, isto é, quanto maior γ , pior o desempenho. Com esta simulação, fica claro que não se pode ignorar o aspecto impulsional do ruído no projeto do receptor de um sistema de comunicação TTE.

Como foi visto nas seções anteriores, o canal TTE é um canal distorcivo e isto também ocasionará queda no desempenho do sistema de comunicação, se nada for feito para combater este problema. Entre-

tanto, como foi visto na simulação da Seção 3.2, mais especificamente na Figura 3.7, para $R_s = 6$ kbauds, a banda do sinal é pequena e, por estar centralizada na frequência ótima, não há notável interferência intersimbólica presente nas curvas de taxa de erro de bit da Figura 4.4. Isso fica evidente ao comparar a taxa de erro de bit quando $\gamma = 0,01$ (curva com pontos estrelados) com a de taxa de erro esperada para um canal AWGN puro (curva lisa). As duas curvas se aproximam bastante.

5 APERFEIÇOAMENTO DA CAMADA FÍSICA: EQUALIZAÇÃO E FORMATAÇÃO DE PULSO

5.1 EQUALIZAÇÃO

Normalmente, em um sistema de comunicação TTE, as taxas de transmissão são baixas. Como foi visto na Seção 3.2, se a banda do sinal transmitido for suficientemente pequena, o canal não introduzirá muita interferência intersimbólica. Neste caso, não há necessidade de equalização.

Entretanto, nem sempre é possível prosseguir com esta abordagem simples. Há aplicações que demandam maiores taxas de transmissão e logo exigem que uma larga banda seja utilizada. Além disso, como foi apresentado na Seção 3.1, a banda disponível diminui rapidamente com o aumento da profundidade entre transmissor e receptor. Portanto, mesmo em aplicações que precisem de pouca banda, é possível que a banda ocupada seja grande. Para esses casos, equalizar torna-se necessário.

Existem várias maneiras de equalizar o sinal recebido em relação a banda do canal, como a equalização MMSE (*minimum mean square error*) ou a *zero-forcing*. A mais poderosa técnica de equalização é a chamada equalização MLSE (*Maximum-Likelihood Sequence Estimation*) que resolve o problema da equalização de maneira ótima. O preço que se paga por utilizar a equalização MLSE é o seu elevado custo computacional em relação a outras técnicas [45]. Entretanto, lembrando que sistemas TTE operam em frequências e taxas muito baixas, isso não deve ser relevante neste caso. Logo, escolhe-se a equalização MLSE como a melhor para o problema em questão.

A implementação da equalização MLSE irá modificar o receptor. Para melhor explicar como isso ocorrerá, considera-se a Figura 5.1 que ilustra o diagrama de blocos de um sistema de comunicação com equalização MLSE.

O receptor ótimo (com equalização MLSE) é formado por um filtro casado de resposta impulsional $h^*(-t)$, seguido de um amostrador operando na taxa de transmissão de símbolos e um subsequente algoritmo usado para estimar a sequência de símbolos das amostras coletadas [45]. Nota-se que $h(t)$ é a convolução do pulso do sinal transmitido, $g(t)$, e a resposta impulsional do canal, que será chamada de $c(t)$:

$$h(t) = g(t) * c(t). \quad (5.1)$$

O sinal $s(t)$ é corrompido pelo ruído aditivo $z(t)$ (por simplicidade consideramos que seja gaussiano e branco, mas o ruído em um ambiente TTE é mais complexo como explicado no Capítulo 4) para gerar $r(t)$, o sinal recebido no receptor. Expressa-se $r(t)$ como:

$$r(t) = \sum_n I_n h(t - nT) + z(t) \quad (5.2)$$

onde I_n é a sequência de símbolos que saiu do modulador.

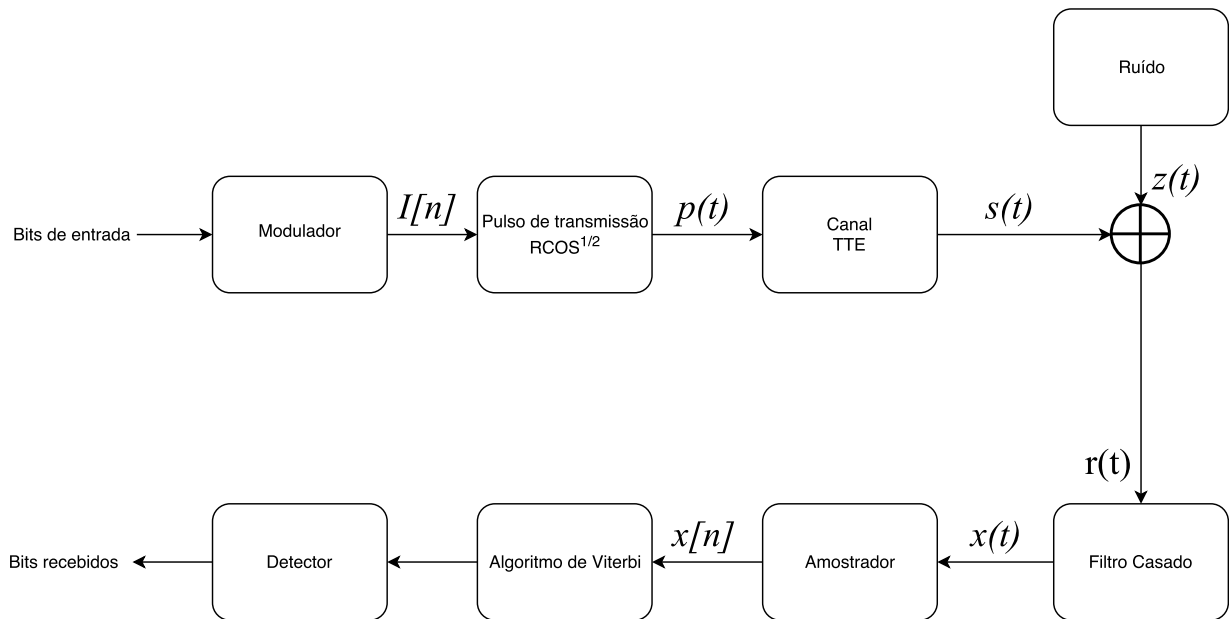


Figura 5.1: Sistema de comunicação genérico com equalização MLSE.

Após a amostragem, têm-se as amostras $x[n]$, que servirão de matéria-prima para a estimação da sequência de símbolos transmitida, $I[n]$. O modulador envia símbolos discretos a uma taxa de $1/T$ símbolos/s e a saída do amostrador, que alimenta o algoritmo equalizador, possui taxa de $1/T$ amostras/s. É conveniente, então, construir um sistema equivalente em tempo discreto, cascadeando-se o filtro analógico de transmissão, $g(t)$, o canal, $c(t)$, o filtro casado de recepção, $h^*(-t)$, e o amostrador em uma única estrutura: um filtro discreto de resposta impulsional finita (FIR).

Há uma evidente semelhança entre o sistema discreto equivalente ilustrado na Figura 5.2 e um codificador convolucional de resposta impulsional finita, pois ambos são filtros FIR. Essa semelhança sugere que o algoritmo equalizador deve ser o mesmo usado para decodificar um código convolucional: o algoritmo de Viterbi [45]. De fato, o filtro que representa o canal é uma máquina de estados finita e pode ser descrito por uma treliça. O algoritmo de Viterbi é então usado para determinar o caminho mais provável percorrido pela treliça.

Há ainda um último detalhe que deve ser considerado. O algoritmo de Viterbi supõe que o ruído amostrado seja branco. Entretanto, a passagem pelo filtro casado colore o ruído. Para contornar esse problema, antes da aplicação do algoritmo de Viterbi, as amostras devem passar por um filtro que branqueie o ruído [45].

5.1.1 Simulação - Equalização

Nesta seção, será mostrado o efeito da equalização MLSE na taxa de erro de bit de um sistema de comunicação TTE. O diagrama de blocos do sistema simulado está mostrado na Figura 5.1. Os parâmetros usados estão mostrados na Tabela 5.1. O canal é o mesmo usado na simulação da Seção 3.2, cuja função de transferência é exibida na Figura 3.5. Além disso, as mesmas considerações em relação à banda ocupada pelo sinal e à frequência da portadora feitas na simulação da Seção 3.2 valem aqui.

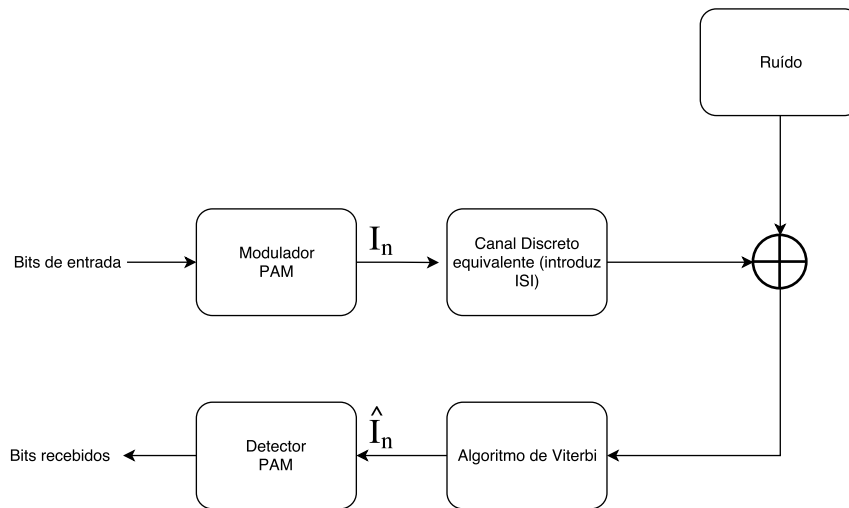


Figura 5.2: Sistema equivalente com filtro discreto.

Quanto maior for a taxa de símbolos, maior será a banda do sinal e, conseqüentemente, maior será a interferência intersimbólica. Empiricamente, constatou-se que a interferência intersimbólica alcança até sete símbolos, na maior taxa simulada, isto é, é suficiente modelar o canal equivalente por um filtro FIR com sete amostras. Isto significa que cada símbolo sofre interferência significativa de até seis símbolos passados. Como a modulação utilizada é binária, a máquina de estados equivalente terá $2^6 = 64$ estados. A complexidade do algoritmo é proporcional ao número de estados.

Tabela 5.1: Parâmetros usados na Simulação - Equalização

Parâmetro	Valor
Pulso de Transmissão	cosseno levantado
Fator de roll-off do pulso	0,5
Esquema de modulação	BPSK
Tipo de Ruído	AWGN
Equalização	Sim
Condutividade do meio	0,01 S/m
Permeabilidade magnética do meio	$4\pi \times 10^{-7}$ H/m
Configuração das antenas	Coaxiais e verticalmente alinhadas
Distância entre as antenas	200 m
Número de estados do canal equivalente	64

Na Figura 5.3, tem-se a taxa de erro de bit em função de E_b/N_0 para várias taxas de símbolo diferentes, notadamente para as taxas 20 kbauds, 25 kbauds e 30 kbauds, que já haviam sido traçadas na Figura 3.7, mas naquela ocasião, sem equalização. Comparando as Figuras 3.7 e 5.3, percebe-se que a equalização MLSE melhorou consideravelmente o desempenho do sistema, pois agora para as três taxas, 20 kbauds, 25 kbauds e 30 kbauds, a taxa de erro de bit se aproxima do esperado para um canal ideal (curva vermelha).

Apesar de melhorar consideravelmente o desempenho do sistema, para altas taxas de símbolo, como 40 kbauds e 50 kbauds, a interferência intersimbólica se torna muito forte e mesmo equalizando com uma

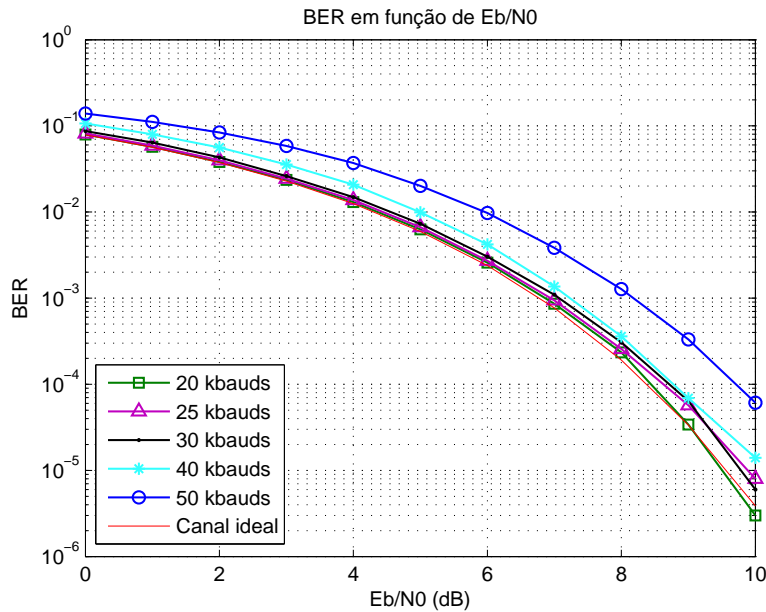


Figura 5.3: Taxa de erro de *bits* em função de E_b/N_0 para várias taxas de símbolo diferentes em um sistema TTE com equalização.

técnica de equalização muito boa, tem-se um aumento significativo da taxa de erro de bit. Felizmente, é possível melhorar ainda mais o desempenho do sistema utilizando transmissão em bandabase, que será investigada na Seção 5.2.

5.2 TRANSMISSÃO EM BANDA BASE EM COMUNICAÇÕES TTE

Como mencionado previamente, o canal TTE é um sistema passa-faixa. Portanto, normalmente para transmitir informação através dele utiliza-se algum esquema de modulação digital operando em uma frequência adequada [4, 46]. 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 $B_{\text{mod}} = R_s(1 + \beta)$, em que R_s é a taxa de símbolos e β é o fator de *roll-off*. Por exemplo, dado o canal mostrado na Figura 3.5, 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 $R_s = 10$ kbauds. 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 se usar um sistema banda base é que é necessário apenas metade da largura de banda para uma dada taxa de transmissão de símbolo quando comparado a um sistema que emprega modulação digital, com a restrição de que apenas constelações com

valores reais podem ser empregadas. Em todo caso, levando-se em consideração a baixa razão sinal-ruído (SNR – *signal-to-noise ratio*) e o alto nível de atenuação do ambiente de propagação TTE, normalmente é empregada somente sinalização binária.

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 cosseno levantado 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 [47].

Formas de onda PRS são frequentemente representadas usando uma combinação linear de N pulsos de Nyquist como evidenciado por [48]:

$$p_{PRS}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n p_{Nyquist}(R_s t - n), \quad (5.3)$$

em que w_p são coeficientes de ponderação, R_s 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 [49], Kabal [47] e Thapar [50]. 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 [48]. Nesse caso, os coeficientes de ponderação são:

$$\begin{aligned} w_0 &= +1 \\ w_1 &= 0 \\ w_2 &= -1, \end{aligned} \quad (5.4)$$

e $w_n = 0$ para $n > 3$. O espectro do pulso duobinário modificado é dado pela Equação (5.5) [48].

$$P_{IV}(f) = 2j P_{Nyquist}(f) \text{sen} \left(\frac{2\pi f}{R_s} \right) \exp \left(\frac{-j2\pi f}{R_s} \right), \quad (5.5)$$

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 5.4.

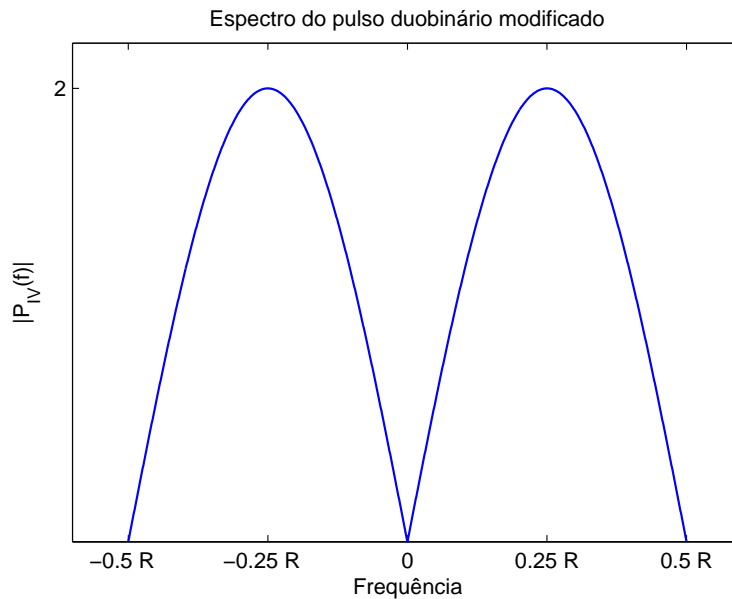


Figura 5.4: Espectro do pulso duobinário modificado. Não ter componente DC é uma das vantagens da forma de onda duobinária modificada.

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 trabalho. 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 [45], 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 [51]. 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 descrita em [45].

Adicionar ISI controlada piora o desempenho da taxa de *bits* errados 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 razão sinal-ruído para apenas uma fração de decibel [51].

5.2.1 Simulação - TTE em banda base

Nesta seção, foi feita uma comparação entre dois sistemas: um em banda base e outro que emprega modulação digital (banda passante) 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_s .

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 $(1 + \beta)(R_s/2)$.

O sistema banda passante utiliza o esquema de modulação BPSK e um pulso cosseno levantado com o mesmo fator de *roll-off* β . A banda do sinal está centralizada na frequência da portadora, f_c , e se estende de $f_c - (1 + \beta)(R_s/2)$ até $f_c + (1 + \beta)(R_s/2)$. 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 $(1 + \beta)R_s$, e $f_c = (1 + \beta)R_s/2$.

As Figuras 5.5 e 5.6 ilustram os espectros do sinal em banda base, do sinal banda passante e do canal TTE quando a taxa de transmissão de símbolos é $R_s = 5$ kbauds e $R_s = 50$ kbauds, respectivamente. Para $R_s = 5$ kbauds, o sinal banda passante está centralizado na frequência ótima, porém para $R_s = 50$ kbauds a banda do sinal banda passante é muito larga e não pode mais ser centralizada na frequência ótima.

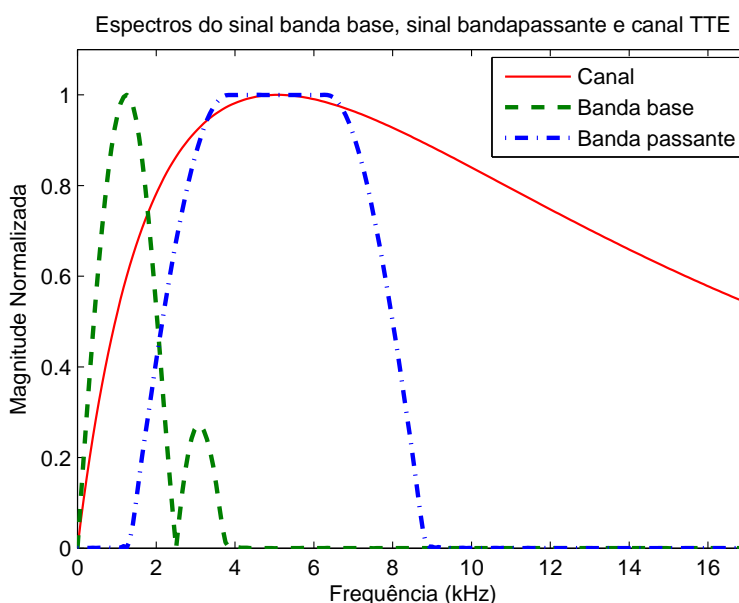


Figura 5.5: Espectros do sinal banda base e banda passante quando a taxa de transmissão de símbolos é $R_s = 5$ kbauds e o fator de *roll-off* é $\beta = 0,5$. No sistema banda passante, o sinal está centralizado na frequência ótima.

Nos dois sistemas, a estimação da sequência de máxima versossimilhança (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.

Para calcular a potência do ruído e criar as curvas de erro de bit, utilizou-se a potência do sinal recebida, isto é, a partir do sinal que atravessou o canal (e logo sofreu atenuação), calcula-se qual deve ser a potência do ruído para atingir a SNR desejada. Com isso, os efeitos da atenuação são anulados e apenas os efeitos da ISI são percebidos nas curvas de erro de bit.

Para ter-se uma ideia dos efeitos da atenuação imposta pelo canal nos dois sistemas, tem-se a Figura

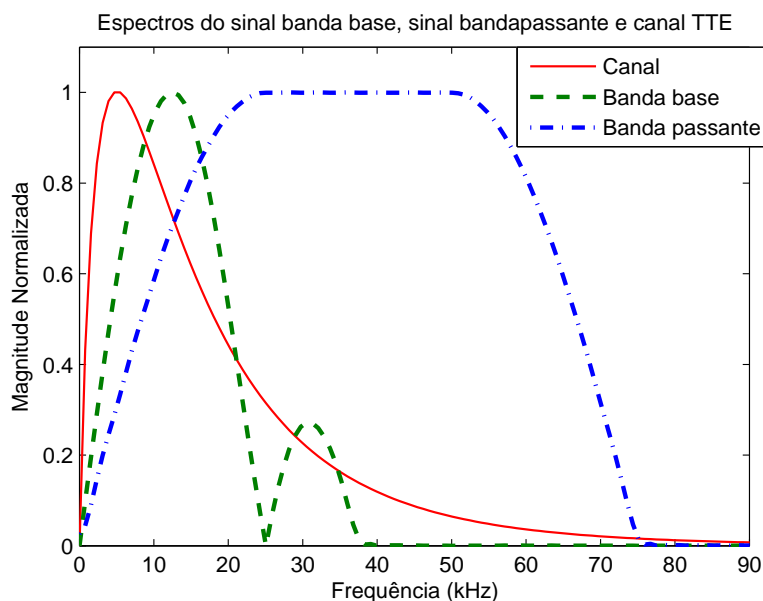


Figura 5.6: Espectros do sinal banda base e banda passante quando a taxa de transmissão de símbolos é $R_s = 50$ kbauds e o fator de *roll-off* é $\beta = 0,5$. O sistema banda passante requer duas vezes a largura de banda do sistema em banda base e não está mais centralizado na frequência ótima.

5.7 que mostra a atenuação média para várias taxas de símbolo. A Figura 5.7 evidencia que à medida que a banda do sinal banda passante cresce, também cresce a atenuação sofrida. Já para o sinal banda base, a atenuação diminui até $R_s = 20$ kbauds e a partir daí volta a crescer, sendo menor que a atenuação sofrida do sinal banda passante para taxas de símbolo maiores que $R_s = 37$ kbauds aproximadamente. Isso significa que a partir de $R_s = 37$ kbauds a alocação de energia em frequência do sinal banda base passa a ser melhor que a do sinal banda passante, pois ele está sendo menos atenuado e logo, para uma mesma potência de transmissão, possuirá uma razão sinal-ruído um pouco melhor.

As Figuras 5.8, 5.9, e 5.10 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 $R_s = 5$ kbauds, $R_s = 50$ kbauds, $R_s = 75$ kbauds. À 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.

Na Figura 5.8, 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.

Na Figura 5.9, a taxa de transmissão de símbolos é dez vezes maior do que na Figura 5.8. 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

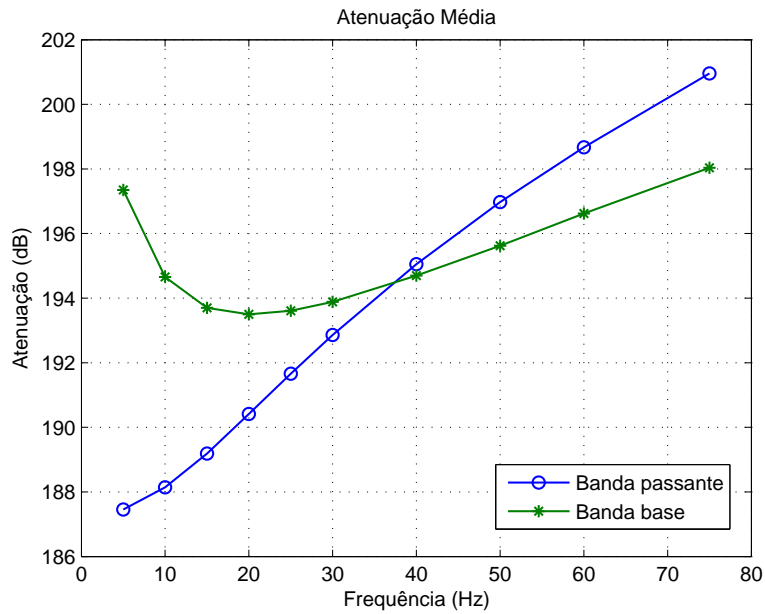


Figura 5.7: Comparação da atenuação média entre o sistema banda base e o sistema banda passante para diversas taxas de símbolo

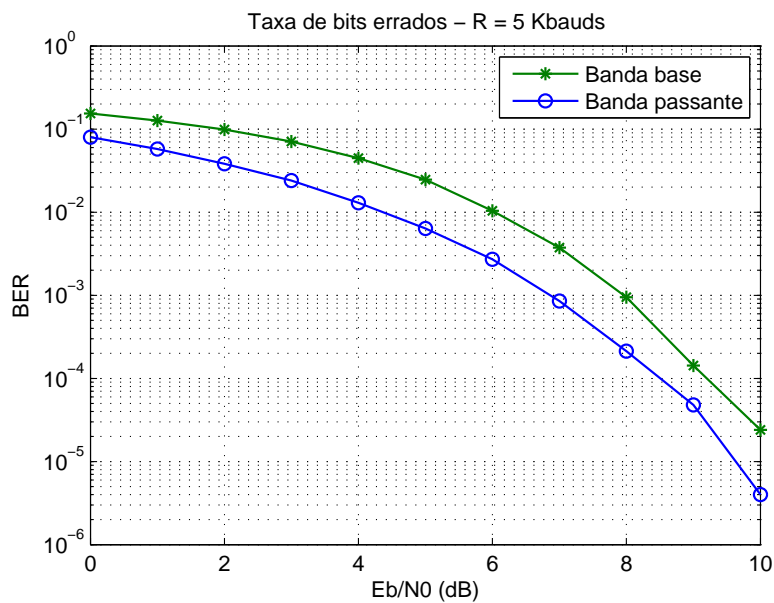


Figura 5.8: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R_s = 5$ kbauds.

supera o desempenho do sistema banda base, mas apenas por uma pequena margem.

Na Figura 5.10, a taxa de transmissão de símbolos é 1,5 vezes maior do que na Figura 5.9 e 15 vezes maior do que na Figura 5.8. 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.

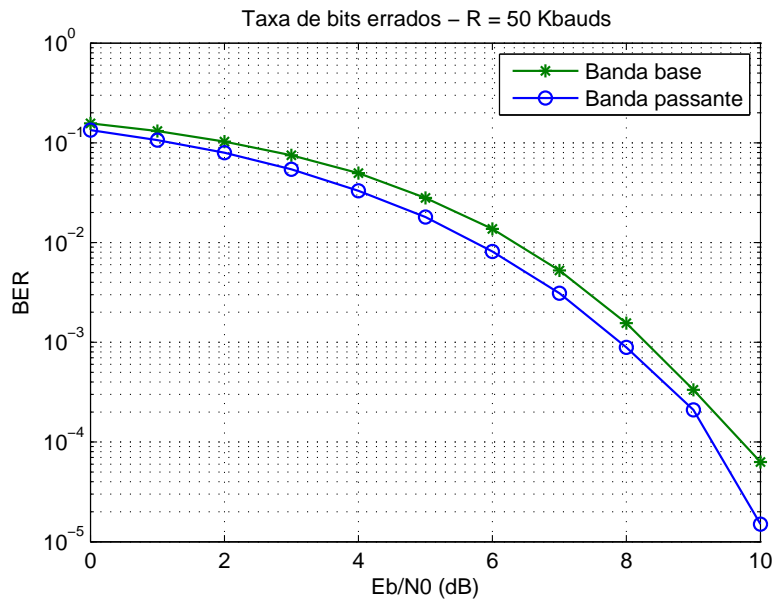


Figura 5.9: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R_s = 50$ kbauds.

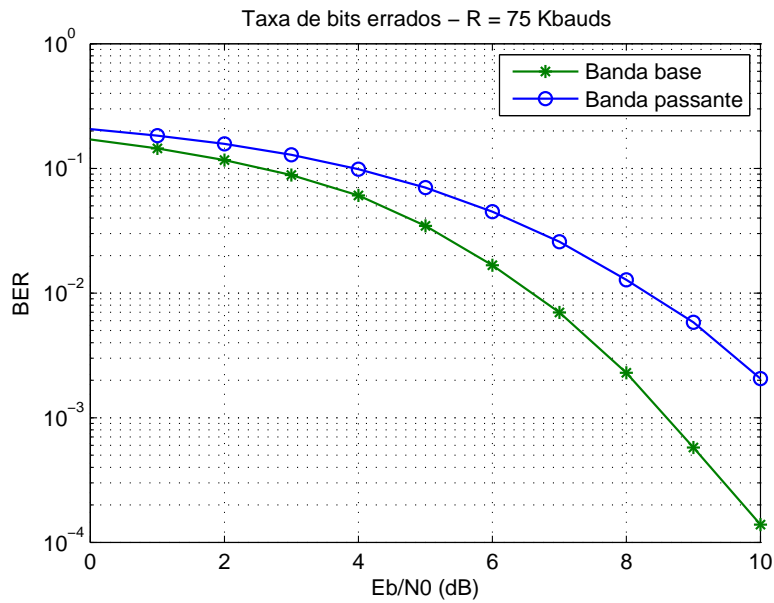


Figura 5.10: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para $R_s = 75$ kbauds.

Para resumir a discussão, na Figura 5.11 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.

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

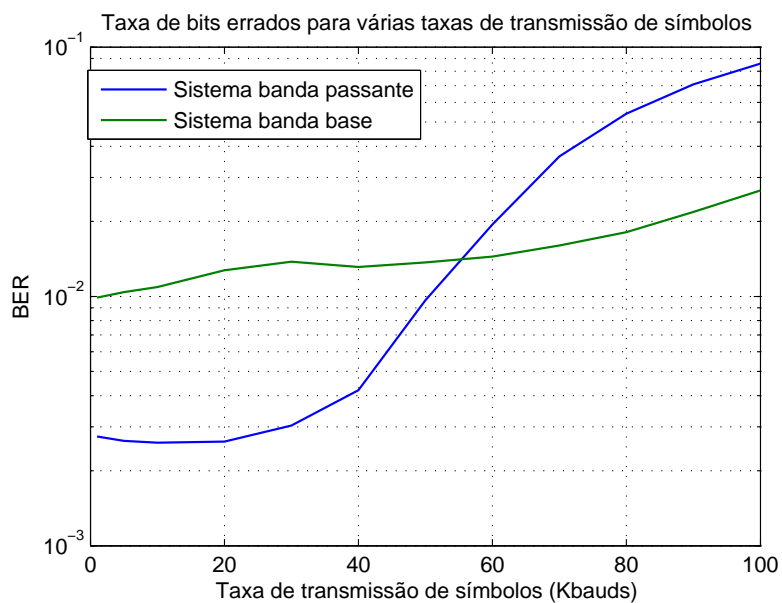


Figura 5.11: Comparação de curvas BER entre o sistema banda base e o sistema banda passante para diversas taxas. $E_b/N_0 = 6$ dB.

de símbolos, o desempenho do sistema banda passante foi superior, porém o uso de um sistema em banda base ainda é viável.

Esta nova abordagem parece ser uma maneira promissora de aumentar as taxas de transmissão de dados em sistemas TTE. Seria 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.

6 RESSONÂNCIA E CAPACIDADE DE CANAL

SISTEMAS TTE

6.1 RESSONÂNCIA

Na Seção 3.1, foi visto que a força do sinal de tensão induzida no receptor dependerá do momento magnético produzido na antena transmissora e, por conseguinte, da corrente nesta antena. O problema é que antenas *loop* são, por natureza, altamente indutivas. Isso significa que para impor à antena mesmo uma pequena corrente pode ser preciso uma tensão alta demais [36].

Por essa razão, frequentemente opta-se por inserir um capacitor no circuito da antena transmissora com a finalidade de compensar, em relação à fonte de tensão, a indutância da antena, sintonizando-a em uma frequência desejada. Na prática, nesta frequência escolhida, o circuito estará em ressonância e a fonte de tensão enxergará a antena como uma carga puramente resistiva [36].

A modificação no circuito da antena irá mudar aspectos relevantes do ponto de vista da transmissão do sinal. A antena ressonante apresentará maior fator de qualidade que a antena sem ressonância. Em contrapartida, a antena ressonante terá menor banda, o que pode ser um problema para certas aplicações [36]. Pode-se ter ressonância tanto na antena transmissora como na antena receptora.

Deseja-se, portanto, entender como antenas ressonantes podem impactar o desempenho do sistema.

Para entender os efeitos da ressonância, o mais importante é entender como a introdução do capacitor irá alterar a resposta em frequência total do sistema. É válido lembrar que até o momento adotou-se como resposta em frequência do canal a impedância de transferência dada, respectivamente, pelas Equações (3.11) e (3.10). Agora, a resposta em frequência total do canal será composta por três partes em cascata: a resposta da antena transmissora, a impedância de transferência e a resposta da antena receptora. Isso está ilustrado na Figura 6.1.

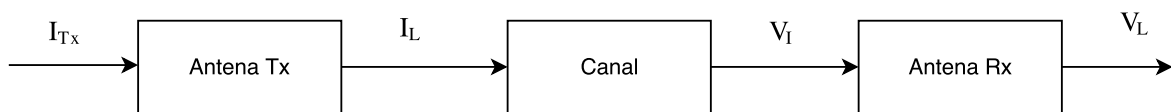


Figura 6.1: Cascata de blocos ilustrando o impacto das antenas na resposta em frequência do sistema de comunicação TTE.

Ao longo deste trabalho, considerou-se que o sinal de entrada do sistema, aquele que carrega informação, é uma fonte de corrente ideal em paralelo com a antena transmissora. Como no circuito equivalente da antena (ilustrado na Figura 6.2) só haverá um laço, a corrente que passa pela antena é a corrente gerada pela fonte de corrente que controlamos. Logo, controla-se a corrente na antena transmissora, sem se importar com como se está gerando esta corrente. Já que é possível controlar a corrente que passa pela antena, não haverá efeito inserir um capacitor em série na antena transmissora, pois isso em nada afetará a resposta em frequência total do sistema. Entretanto, é importante lembrar que, em uma situação real, haverá efeitos

para a fonte geradora desta corrente, mas para este trabalho isto não é considerado.

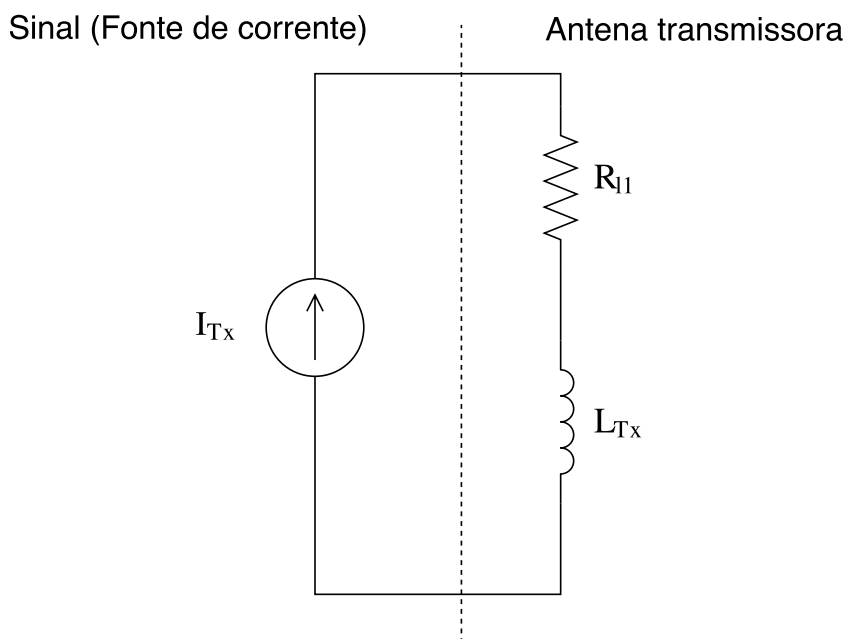


Figura 6.2: Circuito equivalente da antena transmissora sem ressonância.

Dito isso, a análise mais interessante é quando a ressonância é feita usando-se o capacitor em paralelo, pois nesse caso há mudanças na resposta em frequência total do sistema. Portanto, para investigar os efeitos da ressonância, comparar-se-á um sistema sem ressonância com um sistema ressonante que usa capacitores em paralelo.

6.1.1 O sistema sem ressonância

No sistema sem ressonância, a corrente de entrada é igual à corrente que excita a antena, como ilustra a Figura 6.2. Dessa forma, não há função de transferência relacionada à antena transmissora.

O circuito equivalente da antena receptora sem ressonância está ilustrado na Figura 6.3. Na recepção, a resistência R_L representa o instrumento que recupera a tensão, portanto, V_L é o sinal recebido. A tensão induzida, V_I é praticamente igual à tensão sob o resistor R_L , pois considera-se que a resistência de R_L é muito maior que a impedância da antena, $R_{l1} + j\omega L_{Rx}$. Dessa forma, $V_L = V_I$, e a resposta em frequência total do sistema é simplesmente igual à impedância de transferência do canal de propagação, dada pela Equação (3.10).

6.1.2 O sistema com ressonância

Na Figura 6.4, é ilustrado o circuito equivalente da antena transmissora e na Figura 6.5 é ilustrado o da receptora para um sistema que emprega antenas ressonantes.

Nota-se, na Figura 6.4, que a corrente de entrada (que controlamos) produzida pela fonte de corrente, I_{Tx} , não é mais a mesma corrente que passa pela antena (a corrente que passa pela antena é I_L). A corrente

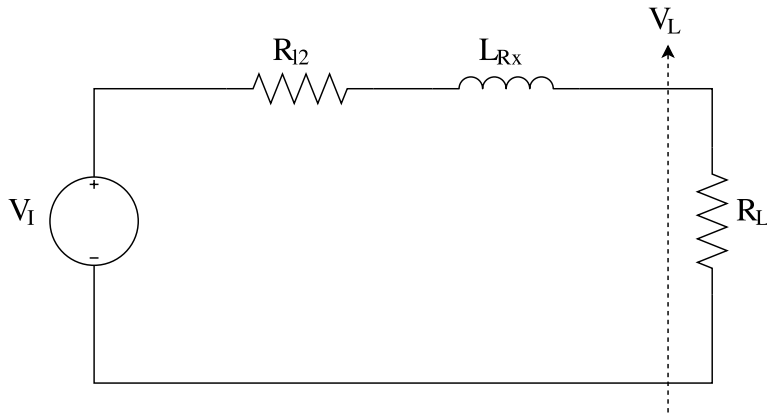


Figura 6.3: Circuito equivalente da antena receptora sem ressonância.

na antena, I_L , pode ser expressa em função da corrente de entrada, I_{Tx} , pela Equação (6.1):

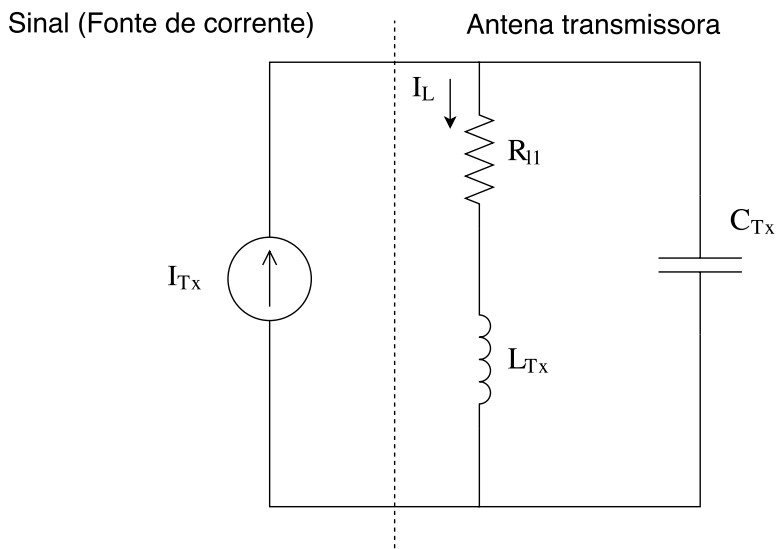


Figura 6.4: Circuito equivalente da antena transmissora com ressonância.

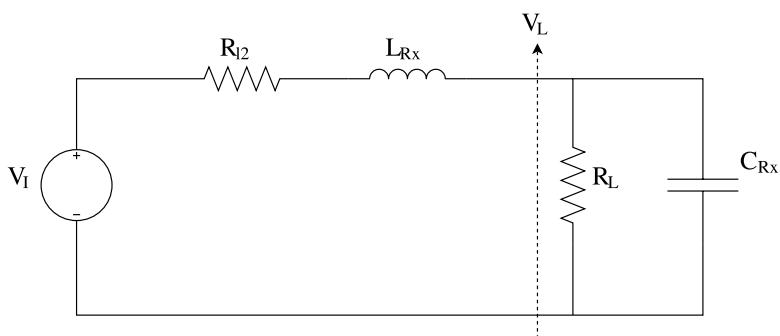


Figura 6.5: Circuito equivalente da antena receptora com ressonância.

$$I_L = \frac{I_{Tx}}{(j\omega C_{Tx}R_{l1} - \omega^2 L_{Tx}C_{Tx} + 1)}. \quad (6.1)$$

Esta é a corrente que produzirá o campo magnético que induzirá tensão na antena receptora. A tensão induzida na antena receptora é dada por:

$$V_I = I_L Z_{mic}, \quad (6.2)$$

onde Z_{mic} é a impedância de transferência do canal de propagação, dada pela Equação (3.10).

Finalmente, a tensão que será utilizada no processamento de sinais, ou seja, o sinal recebido, é a tensão V_L que está sob o resistor R_L . V_L é dada por:

$$V_L = \frac{V_I R_L}{R_L + R_{l2} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx}R_{l2}R_L) - \omega^2 L_{Rx}C_{Rx}R_L} \quad (6.3)$$

Substituindo a Equação (6.2) em (6.3), tem-se:

$$V_L = \frac{I_L Z_{mic} R_L}{R_L + R_{l2} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx}R_{l2}R_L) - \omega^2 L_{Rx}C_{Rx}R_L} \quad (6.4)$$

Substituindo agora a Equação (6.1) em (6.4):

$$V_L = \frac{Z_{mic} R_L I_{Tx}}{(j\omega C_{Tx}R_{l1} - \omega^2 L_{Tx}C_{Tx} + 1)[R_L + R_{l2} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx}R_{l2}R_L) - \omega^2 L_{Rx}C_{Rx}R_L]} \quad (6.5)$$

A Equação (6.5) relaciona o sinal de entrada, I_{Tx} , com o sinal de saída do sistema, V_L . Com base na Equação (6.5), explicita-se a impedância de transferência do sistema com ressonância, isto é, a função de transferência total que concentra as influências das antenas e do canal, na Equação (6.6):

$$Z_{res} = \frac{Z_{mic} R_L}{(j\omega C_{Tx}R_{l1} - \omega^2 L_{Tx}C_{Tx} + 1)[R_L + R_{l2} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx}R_{l2}R_L) - \omega^2 L_{Rx}C_{Rx}R_L]} \quad (6.6)$$

6.1.3 Considerações sobre potência

O sistema de comunicação TTE considerado neste trabalho utiliza o acoplamento magnético entre duas antenas *loop* para estabelecer um enlace de comunicação. A corrente na antena transmissora gera um campo que induz tensão na antena receptora. Essa tensão é recuperada e tratada. Como a frequência de operação é muito baixa, não há potência irradiada pela antena e isso modifica a maneira de pensar em relação à potência.

Há duas “potências” que devem ser consideradas: a potência média do sinal e a potência média dissipada pelo circuito.

A potência média do sinal é a potência média em um sentido clássico de telecomunicações, isto é, é a potência definida pela Equação (6.7):

$$P_x = \int_{-\infty}^{+\infty} S_x(f)df, \quad (6.7)$$

onde S_x é a densidade espectral de potência do sinal. No caso em estudo, o sinal é a corrente que passa pela antena transmissora (a grandeza física que carrega a informação).

Já a potência dissipada pelo circuito é a potência dissipada por efeito Joule no circuito transmissor. É o custo real que se paga para transmitir a informação. A potência dissipada dependerá do circuito da antena transmissora.

É importante notar que nesta análise não é considerada a potência dissipada na antena receptora. Isso ocorre, porque, uma vez induzida a tensão, o sinal já está pronto para ser recebido, não há mais custo energético para transmitir a informação. Além disso, a corrente no circuito receptor é pequena perto da corrente no circuito transmissor, devido ao resistor R_L . Portanto, a potência dissipada no circuito receptor é muito pequena.

Para o circuito da antena sem ressonância, a potência dissipada é dada pela Equação (6.8).

$$P_d^{SR} = R_{l1} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{Tx}(f)df, \quad (6.8)$$

onde S_{Tx} é a densidade espectral de potência da corrente I_{Tx} .

Já para o circuito da antena transmissora com ressonância, a potência dissipada é dada pela Equação (6.9).

$$\begin{aligned} P_d^R &= \int_{-\infty}^{+\infty} R_{l1} S_L(f)df \\ P_d^R &= R_{l1} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{Tx}(f) \left| \frac{1}{j\omega C_{Tx} R_{l1} - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx} + 1} \right|^2 df \\ P_d^R &= R_{l1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_{Tx}(f)}{|j\omega C_{Tx} R_{l1} - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx} + 1|^2} df \\ P_d^R &= R_{l1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_{Tx}(f)}{(1 - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx})^2 + (\omega C_{Tx} R_{l1})^2} df \\ P_d^R &= R_{l1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_{Tx}(f)}{L_{Tx}^2 C_{Tx}^2 \omega^4 + (C_{Tx}^2 R_{l1}^2 - 2L_{Tx} C_{Tx})\omega^2 + 1} df, \end{aligned} \quad (6.9)$$

onde S_L é a densidade espectral de potência da corrente I_L , S_{Tx} é a densidade espectral de potência da corrente I_{Tx} e $\omega = 2\pi f$.

6.1.4 Damping

Um circuito ressonante possui um ganho máximo na frequência de ressonância. Esse ganho cai rapidamente à medida que nos afastamos desta frequência. A rapidez com que ocorre este decaimento depende da resistência do circuito ressonante. Normalmente, a resistência da antena *loop* é muito pequena, o que implica que o decaimento é muito rápido e o ganho na frequência de ressonância é muito alto.

Em outros termos, o circuito ressonante tem uma pequena faixa na qual a resposta em frequência é aproximadamente plana (largura de banda). Uma resposta em frequência plana é desejável, pois reduz a distorção do sinal. Para aumentar a largura de banda é preciso aumentar a resistência do circuito ressonante. Isso é feito inserindo-se em série com a antena um resistor de amortecimento ou *damping*. As Figuras 6.6 e 6.7 mostram os circuitos das antenas ressonantes transmissora e receptora com os resistores de *damping*.

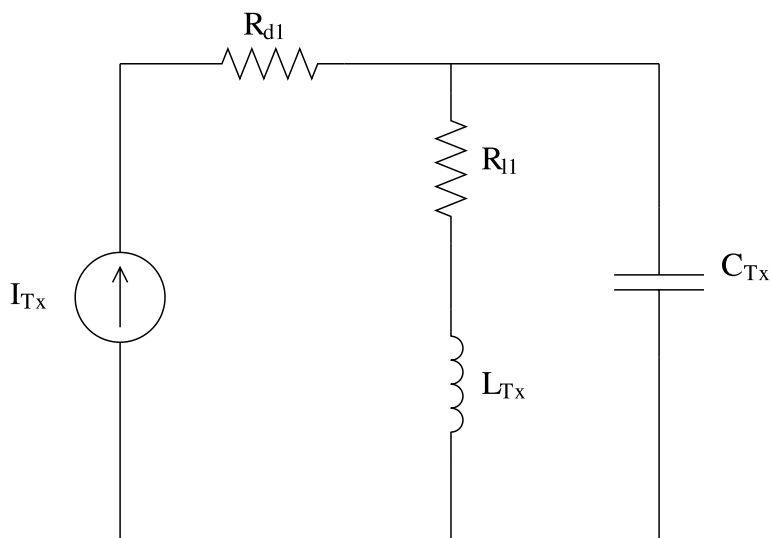


Figura 6.6: Circuito equivalente da antena transmissora com ressonância e *damping*.

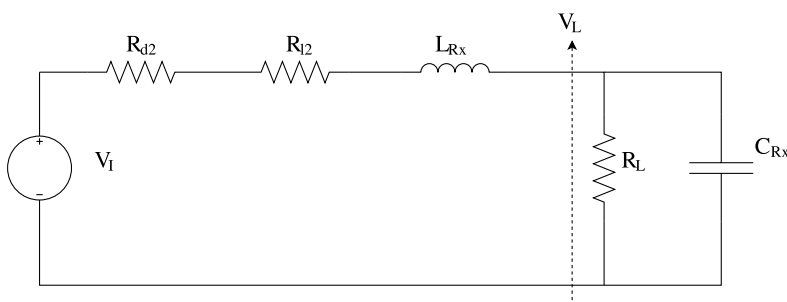


Figura 6.7: Circuito equivalente da antena receptora com ressonância e *damping*.

A modificação do circuito acarretará uma pequena mudança nas Equações (6.1), (6.5), (6.6) e (6.9). O *damping* irá acrescentar uma resistência extra, R_{d1} e R_{d2} , à resistência das antenas, R_{l1} e R_{l2} . Então, as equações discutidas anteriormente são reescritas para uma antena ressonante considerando o *damping* (Equações (6.10), (6.11), (6.12) e (6.13)).

$$I_L = \frac{I_{Tx}}{(j\omega C_{Tx} R_{t1} - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx} + 1)}, \quad (6.10)$$

$$V_L = \frac{Z_{mic} R_L I_{Tx}}{(j\omega C_{Tx} R_{t1} - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx} + 1)[R_L + R_{t2} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx} R_{t2} R_L) - \omega^2 L_{Rx} C_{Rx} R_L]}, \quad (6.11)$$

$$Z_{res} = \frac{Z_{mic} R_L}{(j\omega C_{Tx} R_{t1} - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx} + 1)[R_L + R_{t2} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx} R_{t2} R_L) - \omega^2 L_{Rx} C_{Rx} R_L]}, \quad (6.12)$$

$$P_d^R = R_{t1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_{Tx}(f)}{L_{Tx}^2 C_{Tx}^2 \omega^4 + (C_{Tx}^2 R_{t1}^2 - 2L_{Tx} C_{Tx}) \omega^2 + 1} df, \quad (6.13)$$

onde $R_{t1} = R_{l1} + R_{d1}$ e $R_{t2} = R_{l2} + R_{d2}$.

6.2 CAPACIDADE DO CANAL

A capacidade de um canal é definida como a maior taxa possível de transmissão de informação com confiabilidade em um dado canal [45].

Esse conceito será útil para comparar o sistema com antenas ressonantes e o sem ressonância. Como a ressonância afeta a resposta em frequência total do sistema, a capacidade do novo “canal” será modificada também. Portanto, a ressonância pode conferir alguma vantagem nessa questão. A configuração que tiver a maior capacidade possuirá maior potencial de transmissão de informação e, logo, será a mais desejável. Apesar disso, é importante ressaltar que ainda restará o problema de como atingir esta capacidade, o que dependerá principalmente da codificação de canal utilizada e da distribuição de potência do sinal transmitido.

Para calcular a capacidade de um canal distorcivo, é útil, primeiramente, lembrar da expressão da capacidade para um canal não-seletivo em frequência, limitado em banda, corrompido por ruído branco, gaussiano e aditivo, dada pela Equação (6.14) :

$$C_a = W \log_2 \left(1 + \frac{P_{av}}{N_0 W} \right), \quad (6.14)$$

onde W é a largura de banda do canal, P_{av} é a potência média do sinal e $N_0/2$ é a densidade espectral de potência do ruído. A unidade da capacidade, C_a , é bits por segundo [45].

O conceito de capacidade de canal pode ser estendido para um canal seletivo em frequência. Considere que o canal seletivo em frequência, cuja resposta em frequência é $C(f)$, possua largura de banda igual a W , e que a densidade espectral de potência do ruído gaussiano seja $S_n(f)$. Divide-se a largura de banda W em $N = W/\Delta f$ sub-bandas de largura Δf , onde Δf é suficientemente pequeno, de modo que $|C(f)|^2/S_n(f)$ seja aproximadamente constante dentro de cada sub-banda. Além disso, considere ainda que a densidade espectral de potência do sinal transmitido seja dada por $P(f)$ e que esteja sujeita à seguinte restrição:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df = P_{av}, \quad (6.15)$$

onde P_{av} é a potência média disponível no transmissor.

Como em cada sub-banda o canal é aproximadamente constante, a Equação (6.14) é válida. Então, pode-se escrever:

$$C_i = \Delta f \log_2 \left[1 + \frac{\Delta f P(f_i) |C(f_i)|^2}{\Delta f S_n(f_i)} \right], \quad (6.16)$$

onde C_i é a capacidade de canal de um subcanal.

A capacidade total do canal é dada pela soma da capacidade dos subcanais:

$$C_a = \sum_{i=1}^N C_i \quad (6.17)$$

$$C_a = \Delta f \sum_{i=1}^N \log_2 \left[1 + \frac{P(f_i)|C(f_i)|^2}{S_n(f_i)} \right].$$

No limite, quando $\Delta f \rightarrow 0$, obtém-se a expressão da capacidade do canal distorcivo em bits/s:

$$C_a = \int_W \log_2 \left[1 + \frac{P(f)|C(f)|^2}{S_n(f)} \right] df. \quad (6.18)$$

Examinando a Equação (6.18) percebe-se que a capacidade do canal depende da densidade espectral de potência (DEP) do sinal transmitido, $P(f)$. Levando em consideração a restrição imposta pela Equação (6.15), a DEP que maximiza a capacidade é dada pela Equação (6.19) [45]:

$$P(f) = \left(K - \frac{S_n(f)}{|C(f)|^2} \right)^+, \quad (6.19)$$

onde x^+ é definido como:

$$x^+ = \max\{0, x\}, \quad (6.20)$$

e a constante K é escolhida de modo que a satisfazer a Equação (6.15).

A interpretação desse resultado é a seguinte: deve-se alocar mais potência de sinal nas frequências onde a razão sinal-ruído é mais alta e menos potência nas frequências onde a razão sinal-ruído é menor, isto é, a potência deve ser distribuída ao longo da frequência de acordo com a razão sinal-ruído. Essa ideia é chamada de *water-filling* [45] devido a uma analogia que pode ser feita com a maneira que a água preenche um recipiente. Considere o gráfico do termo $\frac{S_n(f)}{|C(f)|^2}$ como o fundo de um recipiente. A potência disponível é então “derramada” sobre esse recipiente, distribuindo-se ao longo de $\frac{S_n(f)}{|C(f)|^2}$ como a água se distribuiria. A Figura 6.8 ilustra o processo de *water-filling*.

6.2.1 Simulação - Ressonância e Capacidade de canal

A ressonância modifica a resposta em frequência total do sistema de comunicação TTE. Como a ressonância altera a capacidade? Para responder essa pergunta, utilizamos o MATLAB para calcular a capacidade para cada sistema.

Como foi dito, o objetivo é comparar a capacidade de canal de um sistema sem ressonância com a capacidade de canal de um sistema com antenas ressonantes. Para a comparação ser justa, é preciso garantir que a potência média consumida em ambos sistemas seja igual. Se for escolhido igualar a potência média de sinal, não há considerações a ser feitas, pois é simples garantir essa condição. Entretanto, se optar-se por

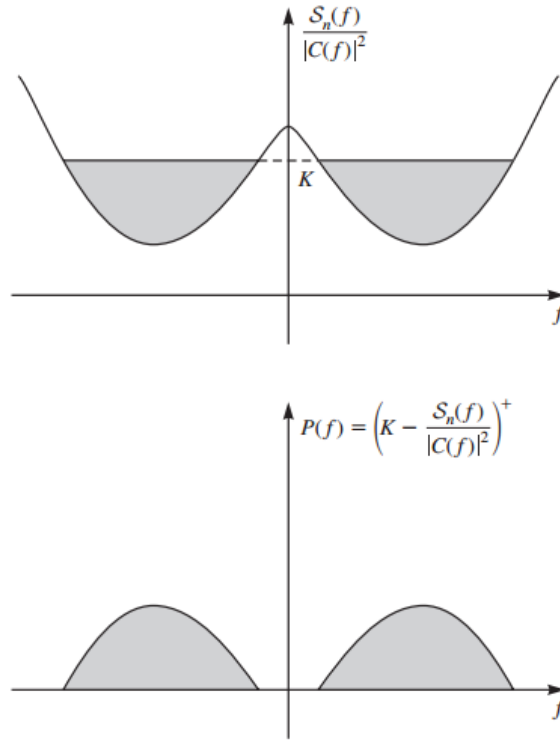


Figura 6.8: Interpretação gráfica do processo de *water-filling* [45].

igualar as potências médias dissipadas, há que se tomar cuidado, pois a potência dissipada no sistema com ressonância é diferente da dissipada no circuito sem ressonância. É preciso usar as Equações (6.9) e (6.8) para se calcular a potência dissipada nos sistemas com ressonância e sem ressonância, respectivamente.

Nesta simulação, optou-se por igualar as potências dissipadas, o que significa que as potências de sinal serão diferentes. O sistema com antenas ressonantes tende a dissipar mais potência que o sem ressonância. Logo, sua potência de sinal será menor, para compensar a perda de potência extra por efeito Joule.

A simulação foi feita considerando os parâmetros explicitados nas Tabelas 6.1, 6.2 e 6.3. Para calcular a resistência, indutância e a área das antenas transmissora foram usadas as Equações (6.21), (6.22) e (6.23) respectivamente.

$$R_l = \frac{2Nr_i}{\sigma_c r_a^2}, \quad (6.21)$$

$$L = N^2 \mu_0 r_i \ln \left(\frac{8r_i}{r_a} - 2 \right), \quad (6.22)$$

$$S = \pi r_i^2, \quad (6.23)$$

onde N é o número de voltas da antena *loop*, r_i é o raio da antena, σ_c é a condutividade do fio de cobre e r_a é o raio do fio de cobre.

Escolheu-se a frequência ótima do canal TTE como a frequência de ressonância. Para calcular o valor da capacitância do capacitor do circuito das antenas, que as sintoniza na frequência escolhida, foram usadas as Equações (6.24) e (6.25).

$$C_{Tx} = \frac{1}{L_{Tx}(2\pi f_{opt})^2}. \quad (6.24)$$

$$C_{Rx} = \frac{1}{L_{Rx}(2\pi f_{opt})^2}. \quad (6.25)$$

Tabela 6.1: Parâmetros do meio de propagação

Parâmetro	Valor
Condutividade do meio	0,01 S/m
Permeabilidade magnética do meio	$4\pi \times 10^{-7}$ H/m
Configuração das antenas	Coaxiais e verticalmente alinhadas
Distância entre as antenas	200 m
frequência ótima (f_{opt})	5066 Hz
Densidade espectral do ruído	10^{-16} W/Hz

Tabela 6.2: Parâmetros do circuito da antena transmissora

Parâmetro	Valor
Raio da antena loop	20 m
Raio do fio de cobre da antena	0,001 m
Condutividade do cobre	$5,85 \times 10^7$ S/m
Número de voltas da antena loop	1
Área da antena	$1257m^2$
R_{l1}	0,6838 Ω
L_{Tx}	$3,0116 \times 10^{-4}$ H
C_{Tx}	$3,2772 \times 10^{-6}$ F

Tabela 6.3: Parâmetros da antena receptora

Parâmetro	Valor
Raio da antena loop	1 m
Raio do fio de cobre da antena	0,001 m
Condutividade do cobre	$5,85 \times 10^7$ S/m
Número de voltas da antena loop	50
Área da antena	$3,1416m^2$
R_{l2}	1,7093 Ω
L_{Rx}	0,0282
C_{Rx}	$3,4957 \times 10^{-8}$ F
R_L	1M Ω

Neste primeiro momento, considera-se que não há *damping*, isto é, $Rd1 = Rd2 = 0\Omega$. Mais adiante, na Subseção 6.2.1.1, o efeito do *damping* será abordado

A Figura 6.9 mostra a resposta em frequência dos dois sistemas: com ressonância (vermelho) e sem ressonância (azul). Percebe-se que o sistema com ressonância possui um elevado pico na frequência ótima, conferindo uma melhor razão sinal-ruído (RSR) na região próxima à frequência ótima. Em contrapartida, a RSR cai mais rapidamente, após a frequência ótima, no sistema com ressonância, o que na prática reduz a banda disponível.

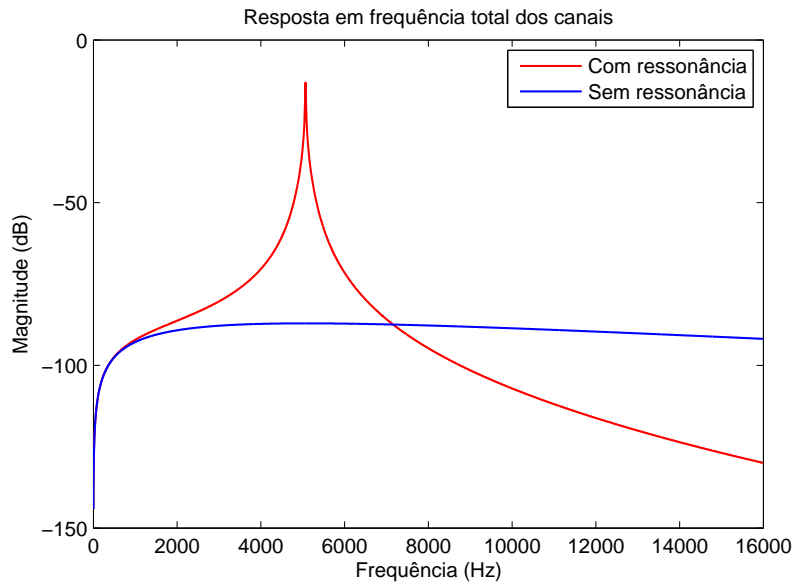


Figura 6.9: Resposta em frequência: com e sem ressonância.

A Figura 6.10 ilustra a DEP ideal para o sistema com ressonância (vermelho) e sem ressonância (azul) quando a potência dissipada média vale $P_d = 0,5 \text{ mW}$. Observa-se que no sistema com ressonância, a DEP ótima se concentra próximo à frequência ótima. No sistema sem ressonância, ocorre o mesmo, mas mais frequências são usadas acima da frequência ótima.

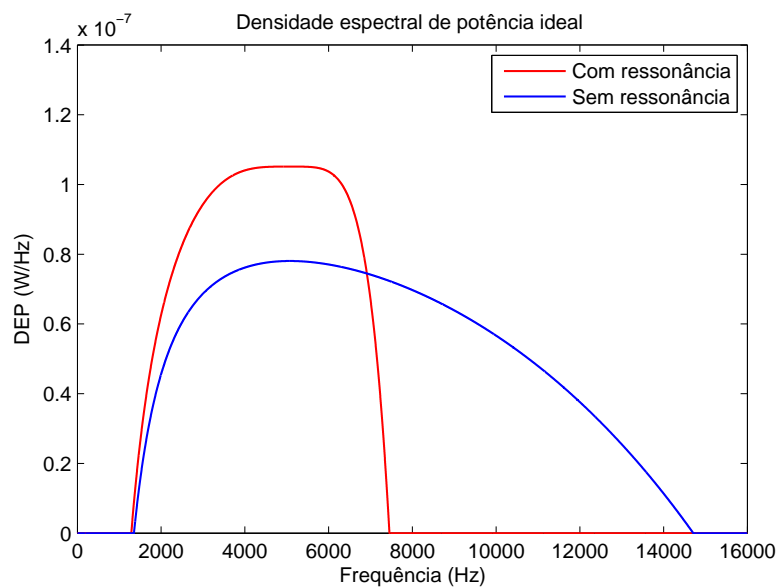


Figura 6.10: DEP quando a potência é baixa.

A Figura 6.11 ilustra a DEP ideal para o sistema com ressonância (vermelho) e sem ressonância (azul) quando a potência dissipada média vale $P_d = 50$ mW, dez vezes mais que na Figura 6.10. Agora, há bem mais potência disponível para ser distribuída e, logo, naturalmente mais frequências são utilizadas, principalmente pelo sistema sem ressonância, que tem mais potência de sinal para ser distribuída, porque dissipa menos potência que o sistema com ressonância.

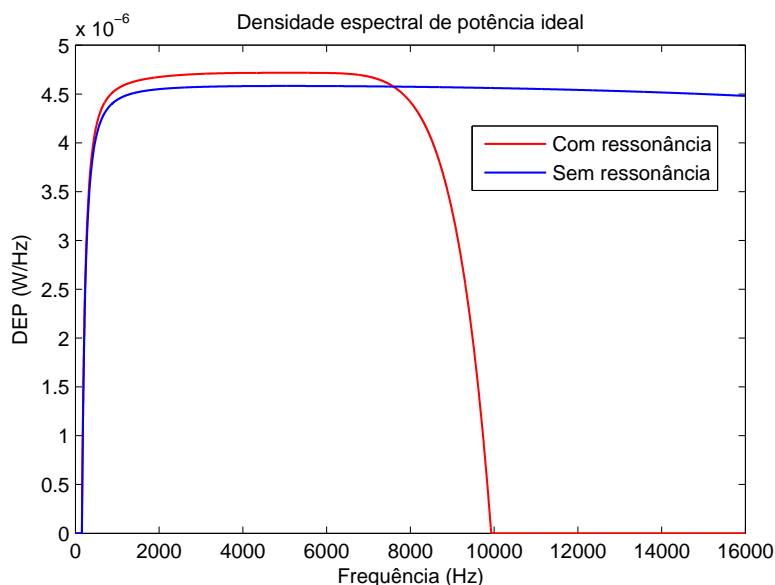


Figura 6.11: DEP quando a potência é alta.

Finalmente, a Figura 6.12 apresenta a capacidade de canal para os dois sistemas em função da potência média dissipada. Nota-se que o sistema com ressonância apresenta melhor capacidade quando a potência média disponível é baixa. A partir de uma certa potência, $P_d \approx 15$ mW, o sistema sem ressonância passa a ter melhor capacidade. A explicação para isso é que, quando há pouca potência para ser alocada, a banda útil nos dois sistemas é pequena e a DEP tende a se concentrar nas frequências próximas à frequência ótima, justamente onde o sistema com ressonância possui maior razão sinal-ruído. Já quando há muita potência disponível, o sistema sem ressonância vence, pois passa a possuir mais frequências “boas” em relação ao sistema com ressonância, que possui frequências com melhor razão sinal-ruído só em volta da frequência ótima.

6.2.1.1 A influência do *damping*

A Figura 6.13 explicita a influência do *damping* sob a resposta em frequência do canal. Os resistores de amortecimento, reduzem o pico na frequência sintonizada e tornam o canal mais plano, mas na prática, pioram o ganho do canal em todas as frequências em relação à configuração sem *damping*. Observa-se que quanto maior o valor dos resistores de *damping*, pior o efeito no canal. Além disso, o *damping* irá fazer o circuito ressonante dissipar ainda mais potência. Portanto, o *damping* piora a capacidade do canal.

Para deixar claro o efeito do *damping* na capacidade do canal, observa-se a Figura 6.14, onde a capacidade foi calculada considerando o critério de potências de sinal igual para todos os sistemas. A medida que o *damping* aumenta, piora a capacidade do canal.

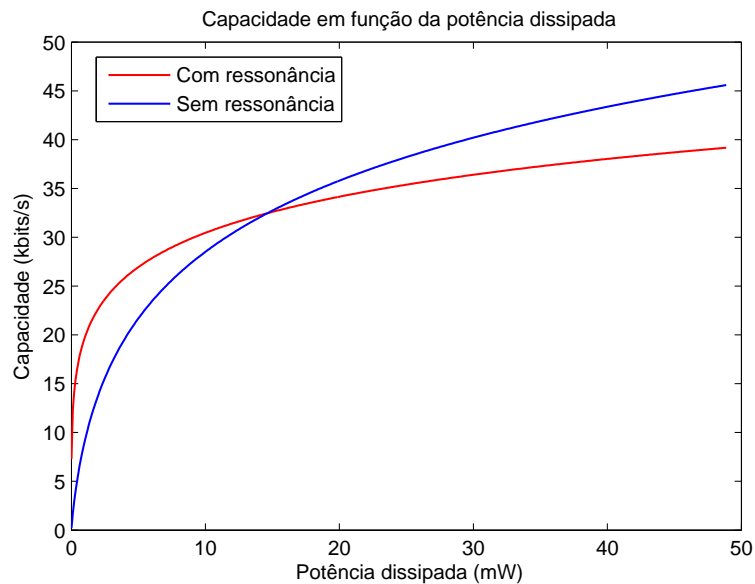


Figura 6.12: Capacidade do canal em função da potência média disponível para o sistema com ressonância e sem ressonância.

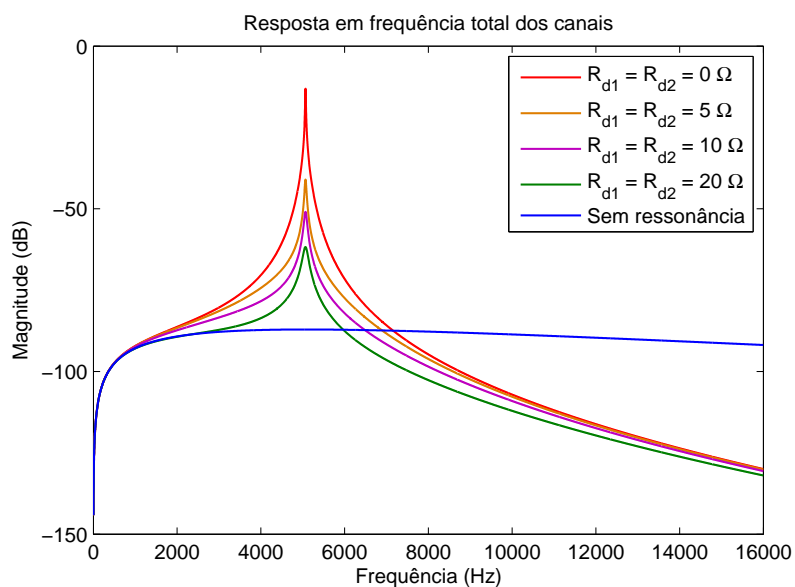


Figura 6.13: Resposta em frequência para o sistema com ressonância para vários valores de *damping*.

Pode-se concluir por meio das simulações realizadas que o emprego de antenas ressonantes melhora a capacidade do canal TTE, até certo nível de potência. Entretanto, para aproveitar o canal ao máximo é preciso que o sinal transmitido tenha a correta DEP. Isso pode ser atingido de forma aproximada usando OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e alocando potência para cada subcanal de acordo com o princípio de *water-filling*. Além disso, seria necessário utilizar um código corretor de erros de alto desempenho. Tudo isso complica o projeto e dependendo da aplicação pode ser desnecessário.

Em relação ao *damping*, a capacidade claramente piora com o seu uso. Entretanto, o *damping* ainda é útil quando deseja-se simplicidade na equalização.

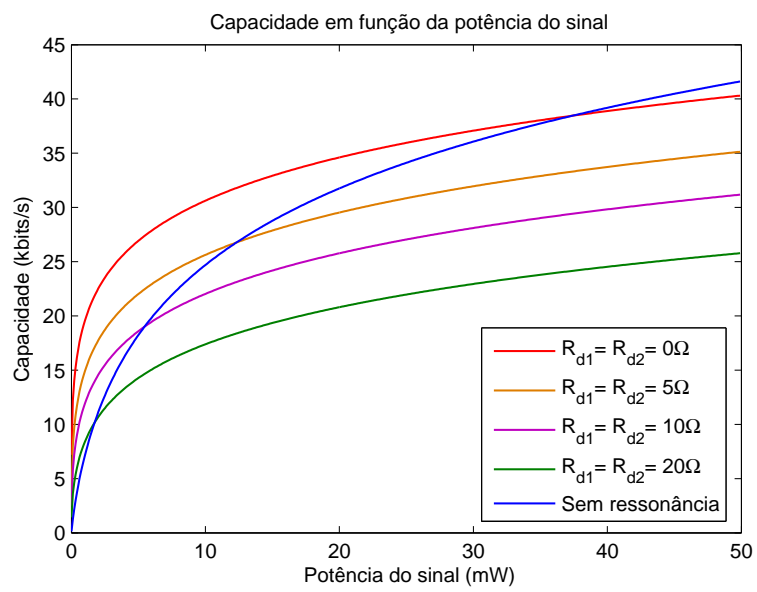


Figura 6.14: Capacidade do sistema com ressonância para vários valores de *damping*.

7 CONCLUSÕES

Neste trabalho, procurou-se investigar a camada física dos sistemas de comunicação TTE e propor algumas ideias para melhorar o desempenho desses sistemas. Graças ao estudo realizado, algumas conclusões puderam ser produzidas.

O canal TTE possui uma resposta em frequência bastante dependente da distância entre as antenas transmissora e receptora e da condutividade do solo. Quanto maior a distância entre as antenas e quanto maior a condutividade, maior será a atenuação sofrida pelo sinal e menor será a banda disponível. Além disso, o canal é distorcivo e há uma frequência ótima, onde o ganho é máximo, dependente da profundidade e da condutividade do solo. Apesar de ser distorcivo, foi visto na simulação da Seção 3.1 que a interferência intersimbólica causada pelo canal é negligenciável se a taxa de símbolo for pequena e a banda do sinal transmitido estiver centrada na frequência ótima.

O ruído que aflige um sistema de comunicação TTE não é simplesmente gaussiano. Na banda VLF, onde normalmente operam os sistemas TTE, há uma importante influência de dois tipos de ruído: o ruído atmosférico e o ruído antrópico. Na simulação da Seção 4.1, foi mostrado que o ruído não-gaussiano piora o desempenho de um detector tradicional, projetado para operar com ruído gaussiano.

Para mitigar a interferência intersimbólica, é recomendável o uso de alguma técnica de equalização. A equalização MLSE, empregada na simulação da Seção 5.1, melhorou consideravelmente o desempenho do sistema de comunicação TTE, notadamente em altas taxas de símbolo onde há maior interferência intersimbólica.

Os sistemas de comunicação TTE geralmente utilizam modulação digital com a portadora centralizada na frequência de pico do canal, mas na Seção 5.2 foi mostrado que um sistema em banda base é viável. Além disso, para altas taxas de transmissão o sistema em banda base possui desempenho superior ao sistema banda passante, sendo mais desejável nesses casos.

A capacidade do canal TTE depende dos circuitos das antenas. Em uma configuração com antenas ressonantes a resposta em frequência do canal é modificada e, logo, a capacidade também. Foi visto na simulação da Seção 6.2 que a capacidade do canal do sistema ressonante é superior ao sistema sem ressonância se a potência disponível for suficientemente pequena. Além disso, o *damping* aplicado no sistema com ressonância tende a piorar a capacidade.

Sobre futuros trabalhos, pode-se citar que o ruído atmosférico presente na banda VLF é problemático e, neste trabalho, nada foi sugerido para lidar com ele. O mesmo se aplica para o ruído antrópico. Logo, seria interessante um trabalho que propusesse maneiras de mitigar este problema.

Em relação à códigos corretores de erro, os *fire codes* são códigos que possuem um bom desempenho em sistemas que apresentam erros em rajada [45]. Eles podem ser úteis para o sistema TTE, devido ao ruído de natureza impulsiva que o aflige.

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. OFDM também seria uma técnica interessante para moldar o espectro.

É válido lembrar que este trabalho está inserido no âmbito de um projeto maior, que visa propor uma solução para um problema real. Portanto, um possível trabalho futuro é justamente a confecção de um protótipo capaz de testar na prática algumas ideias propostas neste trabalho.

7.1 TRABALHOS PUBLICADOS COMO AUTOR PRINCIPAL

SILVA, L. S. E. ; CARREÑO, JOSUA ; NEVES, S. O. A. ; BARRETO, ANDRÉ NOLL ; BRAGA, ADONIRAN JUDSON ; AGUAYO, LEONARDO . Sistema de comunicação através-da-terra usando codificação de resposta parcial. In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2016, Santarém. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2016.

SILVA, L. S. E. ; CARREÑO, J. P. ; NEVES, S. O. A. ; BRAGA, A. J. ; AGUAYO, L. ; BARRETO, A. N. . Desafios para a transmissão de dados em um sistema de comunicação through-the-earth (TTE). In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2016, Santarém. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2016.

SILVA, L. S. E. ; NEVES, S. O. A. ; CARREÑO, J. P. ; AGUAYO, L. ; BARRETO, A. N. ; BRAGA, A. J. ; GARCIA, L. G. U. . Comunicações em Minas Subterrâneas. In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2015, Juiz de Fora. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2015.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] AMBIENTAL, I. B. *Informações sobre a Economia Mineral Brasileira 2015*. 9 2015. [Www.ibram.org.br/sites/1300/1382/00005836.pdf](http://www.ibram.org.br/sites/1300/1382/00005836.pdf). Acessado em 16 de fevereiro de 2017.
- [2] MALLETT, L.; VAUGHT, C.; BRNICH, M. The emergency communication triangle. *NIOSH Pub*, n. 99-157, 1999.
- [3] BARKAND, T. D.; DAMIANO, N. W.; SHUMAKER, W. Through-the-earth, two-way, mine emergency, voice communication systems. In: *IEEE. Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. [S.l.], 2006. v. 2, p. 955–958.
- [4] RAAB, F. H.; JOUGHIN, I. R. Signal processing for through-the-earth radio communication. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 43, n. 12, p. 2995–3003, 1995.
- [5] YENCHEK, M. R. et al. Niosh-sponsored research in through-the-earth communications for mines: a status report. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 48, n. 5, p. 1700–1707, 2012.
- [6] HARTMAN, H. L.; MUTMANSKY, J. M. *Introductory mining engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002.
- [7] YARKAN, S. et al. Underground mine communications: A survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 11, n. 3, p. 125–142.
- [8] SCHIFFBAUER, W.; BRUNE, J. Underground coal mine communications for emergencies and everyday operation. In: *Symposium on the Capabilities and Availability of Wireless Communication and Tracking Systems for Underground Coal Mines*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [9] MURPHY, J. N.; PARKINSON, H. E. Underground mine communications. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 66, n. 1, p. 26–50, 1978.
- [10] (UNDERGROUND), A. M. T. *MAGNETO MINE TELEPHONES*. 10 2012. [Http://www.britishtelephones.com/atm/atmtel6.htm](http://www.britishtelephones.com/atm/atmtel6.htm). Acessado em 22 de abril de 2015.
- [11] BANDYOPADHYAY, L.; CHAULYA, S.; MISHRA, P. *Wireless communication in underground mines. RFID-Based Sens. Netw*, Springer, 2010.
- [12] SAFETY, N. I. for O.; HEALTH. *Tutorial on Wireless Communication and Electronic Tracking Part 1: Technology Overview*. 4 2010. [Http://www.msha.gov/techsupp/PEDLocating/WirelessCommandTrack2009.pdf](http://www.msha.gov/techsupp/PEDLocating/WirelessCommandTrack2009.pdf). Acessado em 22 de abril de 2015.
- [13] ZHANG, Y. P.; HWANG, Y.; KOUYOUJIAN, R. G. Ray-optical prediction of radio-wave propagation characteristics in tunnel environments. 2. analysis and measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 46, n. 9, p. 1337–1345, 1998.

- [14] PATRI, A.; NAYAK, A.; JAYANTHU, S. Wireless communication systems for underground mines—a critical appraisal. *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, v. 4, n. 7, p. 3149–3153, 2013.
- [15] YIN, Z. J.; CHUNG, K.-S. Multiple access protocol for an underground mobile communication system. In: *Global Telecommunications Conference, 1998. GLOBECOM 1998. The Bridge to Global Integration. IEEE*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 4, p. 2217–2222 vol.4.
- [16] JING, G.; QIANPING, W. Application of hybrid routing protocol for mine wsn. In: *Environmental Science and Information Application Technology (ESIAT), 2010 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. v. 3, p. 353–355.
- [17] CHETAN, B. et al. Analysis of dsdv amp; aodv for disaster management system in coal mines. In: *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2011 7th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. ISSN 2161-9646.
- [18] LEI, S. et al. Model of ad hoc networks for rescuing in mine. In: *Networks Security Wireless Communications and Trusted Computing (NSWCTC), 2010 Second International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. v. 1, p. 210–213.
- [19] WU, D.; LI, R.; BAO, L. A holistic routing protocol design in underground wireless sensor networks. In: *Mobile Ad-hoc and Sensor Networks, 2008. MSN 2008. The 4th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 187–194.
- [20] SUN, Y.; LIU, X. Wireless multi-hop ad hoc networks based on olsr for underground coal mine. In: *Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2010 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- [21] WENQI, C.; ZHAO, X. Multi-hop routing for wireless network in underground mines. In: *Wearable Computing Systems (APWCS), 2010 Asia-Pacific Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 337–340.
- [22] JIANG, H.; PENG, J.; PENG, W. Nonuniform clustering routing protocol for tunnel wireless sensor network in underground mine. In: *Wireless Communications Signal Processing, 2009. WCSP 2009. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- [23] ZHENG, Z.; HU, S. Research challenges involving cross-layered communication protocol design for underground wsns. In: *Anti-counterfeiting, Security and Identification, 2008. ASID 2008. 2nd International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 120–123.
- [24] FOROOSHANI, A. E. et al. A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines. *IEEE Communications surveys & tutorials*, IEEE, v. 15, n. 4, p. 1524–1545, 2013.
- [25] WHEELER, H. A. Radio-wave propagation in the earth's crust. *J. Res., NBS*, v. 65, n. 2, p. 189–191, 1961.
- [26] JOYCE, J. W. *Electromagnetic absorption by rocks, with some experimental observations taken at the Mammoth Cave of Kentucky*. [S.l.]: US Govt. Print Off., 1931.

- [27] PITTMAN, W. E.; CHURCH, R. H.; MCLENDON, J. T. *Through-the-earth electromagnetic trapped miner location systems: A review*. [S.l.]: US Department of Interior, Bureau of Mines, 1985.
- [28] WADLEY, T. Underground communication by rocks in gold mines on the witwaterrand. *South Africa wet. Ny-werheid-Navorsingsraad, Johannesburg, South Africa, Telekommunikasies Navorsing Laboratorium TRL*, 1946.
- [29] DURKIN, J. *Apparent earth conductivity over coal mines as estimated from through-the-earth electromagnetic transmission tests*. [S.l.]: US Department of the Interior, Bureau of Mines, 1984.
- [30] DURKIN, J. Electro magnetic detection of trapped miners. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 37–46, 1984.
- [31] AL., G. S. et. *To the rescue!* 12 2010. World Coal.
- [32] NEWS, E. *New Through Earth Communication System for Coal Mining*. 11 2014. Endeavour Magazine.
- [33] GE, M. Efficient mine microseismic monitoring. *International Journal of Coal Geology*, Elsevier, v. 64, n. 1, p. 44–56, 2005.
- [34] POMROY, W. H.; MULDOON, T. *Improved stench fire warning for underground mines*. [S.l.]: US Dept. of the Interior, Bureau of Mines, 1985.
- [35] CONTI, R. S. Emerging technologies: aiding responders in mine emergencies and during the escape from smoke-filled passageways. In: *Proceedings of the Northwest Mining Association's 107th Annual Meeting (Spokane, WA)*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 1–14.
- [36] GIBSON, D. *Channel Characterisation and System Design for Sub-Surface Communications*. Tese (Doutorado) — School of Electronic and Electrical Engineering, 2 2003.
- [37] STARKEY, D. B. Electromagnetic transmission and detection at deep depths. *Sandia Laboratories Report SLL-73-5278*, 1973.
- [38] GRIFFITHS, D. J. *Introduction to Electrodynamics*. 3a. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1999.
- [39] WAIT, J. R. Electromagnetic induction technique for locating a buried source. *Geoscience Electronics, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 2, p. 95–98, April 1971. ISSN 0018-9413.
- [40] WAIT, J. R.; SPIES, K. Subsurface electromagnetic fields of a circular loop of current located above ground. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 4, p. 520–522, Jul 1972. ISSN 0018-926X.
- [41] DURKIN, J. Surface vertical magnetic field produced by a finite loop buried in an earth containing a thin conducting sheet. *Radio Science*, Wiley Online Library, v. 32, n. 1, p. 19–23, 1997.
- [42] RAAB, F. H. Noise model for low-frequency through-the-earth communication. *Radio Science*, Wiley Online Library, v. 45, n. 6, 2010.

- [43] FIELD, E.; LEWINSTEIN, M. Amplitude-probability distribution model for vlf/elf atmospheric noise. *Communications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 83–87, 1978.
- [44] RAAB, F. H. Extraction of vlf-noise parameters. In: IEEE. *Military Communications Conference, 1992. MILCOM'92, Conference Record. Communications-Fusing Command, Control and Intelligence.*, IEEE. [S.l.], 1992. p. 1040–1045.
- [45] PROAKIS, J. G. Digital communications. 1995. *McGraw-Hill, New York*.
- [46] BUNTON, J.; DANIELS, G.; JACKA, C. *Communications system*. Google Patents, maio 27 2004. US Patent App. 10/148,455. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US20040102219>>.
- [47] KABAL, P.; PASUPATHY, S. Partial-response signaling. *Communications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 23, n. 9, p. 921–934, 1975.
- [48] HAYKIN, S. *Communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- [49] KRETZMER, E. Generalization of a technique for binary data communication. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 14, n. 1, p. 67–68, 1966.
- [50] THAPAR, H.; PATEL, A. A class of partial response systems for increasing storage density in magnetic recording. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 23, n. 5, p. 3666–3668, 1987.
- [51] JR, G. D. F. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. *Information Theory, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 363–378, 1972.