



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ANÁLISE DE RUÍDO E SIMULAÇÃO DE ENLACE
EM COMUNICAÇÕES ATRAVÉS DA TERRA**

Sávio Oliveira de Almeida Neves

Brasília, julho de 2017

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

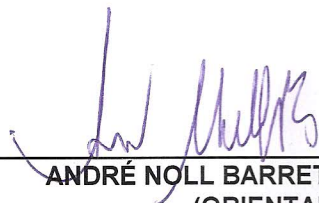
**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DE RUÍDO E SIMULAÇÃO DE ENLACE EM
COMUNICAÇÕES ATRAVÉS DA TERRA**


SÁVIO OLIVEIRA DE ALMEIDA NEVES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.

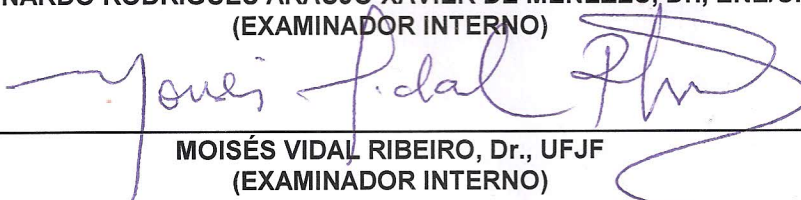
APROVADA POR:



**ANDRÉ NOLL BARRETO, Dr., ENE/UNB
(ORIENTADOR)**



**LEONARDO RODRIGUES ARAÚJO XAVIER DE MENEZES, Dr., ENE/UNB
(EXAMINADOR INTERNO)**



**MOISÉS VIDAL RIBEIRO, Dr., UFJF
(EXAMINADOR INTERNO)**

Brasília, 07 de Julho de 2017.

FICHA CATALOGRÁFICA

NEVES, SÁVIO OLIVEIRA DE ALMEIDA

Análise de Ruído e Simulação de Enlace em Comunicações Através da Terra.

[Distrito Federal] 2017.

xv, 58p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2017).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Comunicações Através da Terra

2. Ruído Atmosférico

3. Ruído Antrópico

4. Filtragem de Harmônicos

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

NEVES., S. O. A. (2017). Análise de Ruído e Simulação de Enlace em Comunicações Através da Terra. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE.DM-669/2017, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 58p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Sávio Oliveira de Almeida Neves.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Análise de Ruído e Simulação de Enlace em Comunicações Através da Terra.

GRAU / ANO: Mestre / 2017

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

Sávio Oliveira de Almeida Neves
SHCGN 714 Bloco F Casa 5, Asa Norte
70.760-766 Brasília - DF - Brasil.

Dedicatória

Ao meu tio Claudio (in memorian), ao meu avô Mario (in memorian) e à minha avó Theodorina (in memorian), pois estarão felizes com a minha conquista onde se encontrarem.

Sávio Oliveira de Almeida Neves

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus, por ter me dado forças para vencer esta etapa, principalmente neste último ano e meio, em que finalizei o mestrado enquanto trabalhava.

Gostaria de agradecer à minha família por todo apoio e suporte, auxiliando-me nas tarefas cotidianas e pela maneira que vivemos, sempre alegre e simples. Agradeço à minha mãe e ao meu pai, Marisa e Swami, por todo carinho e por sempre me mostrarem que na vida é necessário perseverar a fim de evoluir, não somente no lado profissional e acadêmico, mas principalmente, no lado humano. Agradeço ao meu irmão, Swami Filho, por ser meu grande parceiro, pronto para uma palavra amiga ou para uma “bronca” amiga. Agradeço à minha vó, Pura, e aos meus padrinhos, Rosana e Glauber, por toda energia positiva transmitida através das orações.

Agradeço ao meu orientador Dr. André Noll, por me deixar livre na pesquisa científica, possibilitando assim, a aprendizagem de diversos assuntos, e pelo auxílio nas horas necessárias. Também agradeço aos professores Dr. Judson Braga e Dr. Leonardo Aguayo, por suas ideias e sugestões durante a duração do mestrado.

Agradeço aos amigos que iniciaram o projeto de comunicações TTE comigo, Lucas Silva e Josua Peña, por estarem presentes em todos os momentos: na escrita de artigos pelas madrugadas, nos estudos antes das provas ou na hora de somente jogar um PlayStation para distrair e rir.

Agradeço aos amigos da Ativação de Clientes da Telebras, Elizabeth Chiletto, Ricardo Vilanova, Marluce Macedo e Danilo Castro, por sempre serem compreensíveis nas vezes em que me ausentei para ir a reuniões ou resolver problemas burocráticos do mestrado. Agradeço também ao gerente Henrique Primo por ser igualmente compreensível e, principalmente, humano.

Agradeço aos amigos da Telebras, Thalesão, Richard, Mad Max, Danilove, Japa, Mozão, Polaquinha, Diguinho, Israel, entre tantos outros, pelos almoços descontraídos, idas ao Mané Garrincha e churrascos com Molejão, pois "bom é ser feliz com Molejão".

Agradeço ao meu grande amigo, João Eduardo, por estar sempre presente nas horas que mais precisei e nos momentos mais difíceis.

Agradeço à minha namorada Márcia Manuela (Manu) por todo carinho, compreensão e apoio. Obrigado por me acompanhar nesta jornada que chamo de vida. Pequena, obrigado por estar ao meu lado.

Agradeço a FINATEC, Instituto Tecnológico Vale e CAPES pelo apoio financeiro, primordial para o período inicial do mestrado.

Sávio Oliveira de Almeida Neves

Agradeço todas as dificuldades que enfrentei, não fosse por elas, eu não teria saído do lugar. As facilidades nos impedem de caminhar. Mas as críticas nos auxiliam muito.

Chico Xavier

Trabalhos Publicados pelo Autor

- NEVES, S. O. A.; BARRETO, A. N.; BRAGA, A. J.; AGUAYO, L.; “Análise de Ruído Antrópico em Comunicações Através do Solo”, em Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2017, São Pedro (aceito em 12 de junho de 2017)
- CARRENO, J. P.; SILVA, L. S. E.; NEVES, S. O. A.; AGUAYO, L.; BRAGA, A. J.; BARRETO, A. N.; GARCIA, L. G. U.; “Through-The-Earth (TTE) Communications for Underground Mines”, Journal of Communication and Information Systems (Online), v. 31, p. 164-176, 2016
- SILVA, L. S. E.; CARRENO, J. P.; NEVES, S. O. A.; BARRETO, A. N.; BRAGA, A. J.; AGUAYO, L.; “Sistema de comunicação através-da-terra usando codificação de resposta parcial”, em Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2016, Santarém
- NEVES, S. O. A.; BARRETO, A. N.; BRAGA, A. J.; AGUAYO, L.; “Capacidade de Canal Restrita a Entradas Binárias para Ruído Atmosférico”, em Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2016, Santarém
- SILVA, L. S. E.; CARRENO, 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)”, em Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2016, Santarém
- NEVES, S. O. A.; SILVA, L. S. E.; FARIAS, M. C. Q.; BARRETO, A. N.; “Image Restoration for Through-The-Earth Communications”, em IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2016, Doha, Qatar
- SILVA, L. S. E.; NEVES, S. O. A.; CARRENO, J. P.; AGUAYO, L.; BARRETO, A. N.; BRAGA, A. J.; GARCIA, L. G. U.; “Comunicações em Minas Subterrâneas”, em Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2015, Juiz de Fora
- BRAGA, A. J.; AGUAYO, L.; SILVA, L. S. E.; CARRENO, J. P.; NEVES, S. O. A.; BARRETO, A. N.; GARCIA, L. G. U.; “Modelagem de Canal para Sistemas de Comunicações Através da Terra (TTE)”, em Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2015, Juiz de Fora

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem e análise do ruído existente em comunicações através da terra, do inglês *Through-The-Earth* (TTE), considerando modelos analíticos e medições realizadas em minas subterrâneas.

A partir desta análise, verificamos que o ruído existente em comunicações através da terra é composto pelo ruído atmosférico e pelo ruído antrópico. O ruído atmosférico difere do ruído Gaussiano tradicional, visto que ele é dado pela soma de uma componente Gaussiana, gerada a partir de descargas elétricas distantes ao receptor, e de uma componente impulsiva, gerada a partir de descargas elétricas próximas ao receptor. Já o ruído antrópico é proveniente de linhas de transmissão de potência ou de equipamentos existentes na mineração, sendo composto por harmônicos, que possuem sua amplitude, fase e frequência instantânea variando pelo tempo.

Após o estudo e caracterização do ruído existente em comunicações através da terra, propusemos um filtro digital adaptativo *notch* IIR, do inglês *Infinite Impulse Response*, para contornar a variabilidade da frequência de operação do sistema elétrico e de seus harmônicos, a fim de possibilitar a mitigação destes harmônicos de uma forma mais eficaz, possibilitando assim uma melhoria no desempenho de sistemas de comunicação através da terra.

Como contribuições originais neste trabalho, calculamos a capacidade restrita do canal considerando entradas binárias equiprováveis e a presença do ruído atmosférico, verificando o impacto da componente impulsiva. Além disso, analisamos a variabilidade da frequência instantânea do ruído antrópico e como o ambiente de mineração pode afetar comunicações através da terra. E por fim, simulamos o enlace de comunicações TTE, considerando um modelo de canal já estabelecido na literatura e a presença dos ruídos atmosférico e antrópico. Nesta simulação, implementamos métodos estabelecidos na literatura para mitigação de harmônicos e comparamos os resultados com o filtro digital adaptativo proposto, alcançando uma maior robustez à variação da frequência instantânea ao utilizar o filtro adaptativo proposto.

ABSTRACT

This work presents the modeling and analysis of existing noise in Through-The-Earth (TTE) communications, considering analytical models and measurements of underground mines.

From this analysis, we verified that the existing noise in Through-The-Earth communications is composed of atmospheric noise and man-made noise. Atmospheric noise differs from traditional Gaussian noise, since it is given by the sum of a Gaussian component, generated from electric discharges far from the receiver, and an impulsive component, generated from electric discharges

near the receiver. The man-made noise is generated from power transmission lines or existing equipment in the mining environment, being composed of harmonics, which have their amplitude, phase and instantaneous frequency varying by time.

After the study and characterization of existing noise in Through-The-Earth communications, we proposed an adaptive digital IIR notch filter to circumvent the power line and harmonics frequency variability belonging to man-made noise in order to allow the mitigation of these harmonics in an effective way, thus enabling an improvement in the performance of Through-The-Earth communication systems.

As original contributions in this work, we calculate the constrained channel capacity considering equiprobable binary inputs and the presence of atmospheric noise, verifying the impact of the impulsive component. In addition, we analyze the instantaneous frequency variability of man-made noise and how the mining environment can affect Through-The-Earth communications. Finally, we simulate the TTE communications link, considering a channel model already established in the literature and the presence of atmospheric and man-made noise. In this simulation, we implemented methods established in the literature used for harmonic mitigation and compared the results with the proposed adaptive digital filter, achieving greater robustness to the instantaneous frequency variation when using the proposed adaptive filter.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	3
1.3	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	3
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	4
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
2.1	CONDIÇÕES PARA A COMUNICAÇÃO EM MINAS SUBTERRÂNEAS	5
2.2	REVISÃO QUANTO AO USO, TÉCNICAS E EQUIPAMENTOS	6
2.2.1	TTW: ATRAVÉS DO CABO	6
2.2.2	TTA: ATRAVÉS DO AR	7
2.2.3	TTE: ATRAVÉS DA TERRA	8
2.3	PROPAGAÇÃO EM COMUNICAÇÃO TTE	9
2.3.1	ZONAS DE CAMPO	10
2.3.2	MODELOS DE CAMPO MAGNÉTICO	10
2.3.3	MODELAGEM DO CANAL E FREQUÊNCIA ÓTIMA DE OPERAÇÃO	11
3	RUÍDO ATMOSFÉRICO	14
3.1	INTRODUÇÃO	14
3.2	RUÍDO ATMOSFÉRICO	14
3.3	PARÂMETROS	16
3.3.1	SOMA DOS RESÍDUOS AO QUADRADO	16
3.3.2	R-QUADRADO	16
3.3.3	RAIZ DO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO	16
3.3.4	DIVERGÊNCIA DE KULLBACK-LEIBLER	17
3.4	METODOLOGIA PARA ESTIMAR A CAPACIDADE RESTRITA DO CANAL	17
3.5	AVALIANDO A APROXIMAÇÃO DA FUNÇÃO DENSIDADE DE PROBABILIDADE	19
3.6	ESTIMAÇÃO DA CAPACIDADE RESTRITA DO CANAL	23
4	ANÁLISE DOS RUÍDOS ATMOSFÉRICO E ANTRÓPICO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DA TERRA	25
4.1	INTRODUÇÃO	25
4.2	RUÍDO ANTRÓPICO	25

4.3	ANÁLISE DA FREQUÊNCIA INSTANTÂNEA	26
4.4	ANÁLISE DE RUÍDO EM COMUNICAÇÕES TTE	27
5	TÉCNICAS PARA COMPENSAÇÃO DO RUÍDO ANTRÓPICO	35
5.1	INTRODUÇÃO	35
5.2	ALGORITMOS PARA ESTIMAÇÃO DE HARMÔNICOS	36
5.2.1	ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA INSTANTÂNEA	36
5.2.2	ESTIMAÇÃO DE AMPLITUDE E FASE DE HARMÔNICOS UTILIZANDO ALGO- RITMO LMS	37
5.3	EXPLANAÇÃO SOBRE CONTROLE LINEAR DOS COEFICIENTES	39
5.4	SIMULAÇÃO DE ENLACE DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO TTE	46
6	CONCLUSÕES	53
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	55

LISTA DE FIGURAS

1.1	Produção mineral brasileira em bilhões de dólares. Fonte: [1]	1
1.2	Representação esquemática do meio para sistemas de comunicação através da terra, operando em <i>downlink</i> . As dimensões típicas das antenas são da ordem de dezenas de metros.	2
2.1	Telefone de magneto. Fonte: [2]	6
2.2	<i>Leaky Feeder</i> . Fonte: [3]	7
2.3	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}'	12
3.1	Canal de comunicação com ruído atmosférico.	17
3.2	Funções densidade de probabilidade para $a = 1$, $\gamma^2 = 10^{-5}$ e RSR = -10 dB	19
3.3	Capacidade restrita pela RSR, considerando ruído Gaussiano e dois casos de ruído atmosférico.	23
3.4	Impulsividade pela capacidade restrita, considerando dois casos de RSR.	24
4.1	Função densidade de probabilidade da frequência instantânea	26
4.2	Função de autocorrelação da frequência instantânea.	27
4.3	Antena <i>loop</i> passiva de três eixos. Fonte: [4]	27
4.4	Série temporal e densidade espectral de potência do ruído de comunicações TTE para situação 1, considerando o eixo X da antena	28
4.5	Série temporal e densidade espectral de potência do ruído de comunicações TTE ampliados para situação 1, considerando o eixo X da antena.	29
4.6	Histograma do módulo do ruído de comunicações TTE para situação 1, considerando o eixo X da antena.	29
4.7	Funções de distribuição cumulativa experimental e teórica para situação 1, considerando o eixo X da antena	31
4.8	Espectrograma do ruído para situação 1, considerando o eixo X da antena	32
4.9	Espectrograma do ruído para situação 1 com ampliação nas baixas frequências, considerando o eixo X da antena.	32
4.10	Espectrograma do ruído para situação 2, considerando o eixo X da antena	33
4.11	Espectrograma do ruído para situação 2 com ampliação nas baixas frequências, considerando o eixo X da antena.	33

4.12	Espectrograma do ruído para situação 3, considerando o eixo X da antena.....	34
4.13	Espectrograma do ruído para situação 3 com ampliação nas baixas frequências, considerando o eixo X da antena.	34
5.1	Diagrama de blocos representativo de filtros de ordem superior considerando uma série de seções biquadráticas.	39
5.2	Média dos coeficientes do numerador do filtro de quarta ordem considerando pequenos desvios de frequência.	41
5.3	Média dos coeficientes do denominador do filtro de quarta ordem considerando pequenos desvios de frequência.	41
5.4	Diagrama de blocos representativo do filtro digital adaptativo.	42
5.5	Sinal após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1746 Hz.	43
5.6	Densidade espectral de potência após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1746 Hz.	43
5.7	Sinal após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1752 Hz.	44
5.8	Densidade espectral de potência após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1752 Hz.	44
5.9	Sinal após filtro digital e filtro digital adaptativo, variando frequência do sinal de 1746 para 1754 Hz.	45
5.10	Densidade espectral de potência após filtro digital e filtro digital adaptativo, variando frequência do sinal de 1746 para 1754 Hz.	45
5.11	Espectrograma após filtro digital e filtro digital adaptativo, variando frequência do sinal de 1746 para 1754 Hz.	46
5.12	Diagrama de blocos da simulação de enlace de um sistema de comunicação TTE.....	46
5.13	Função de transferência normalizada do canal TTE.	47
5.14	Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 5 kbps, com $\gamma^2 = 10$	50
5.15	Taxa de erro de bit considerando os harmônicos em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10$	50
5.16	Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10$	51
5.17	Taxa de erro de bit considerando os harmônicos em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10^{-5}$	51
5.18	Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10^{-5}$	52

LISTA DE TABELAS

2.1	Zonas de campo no vácuo e em meio condutor.....	11
3.1	Parâmetros para avaliar aproximações considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$	20
3.2	Parâmetros para avaliar aproximações considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10$	20
3.3	Divergência de Kullback-Leibler para diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$...	21
3.4	Divergência de Kullback-Leibler para diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10$	21
3.5	Resultado da integral para todos valores da função densidade de probabilidade con- junta considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$	22
3.6	Resultado da integral para todos valores da função densidade de probabilidade con- junta considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10$	22
4.1	Quadro Comparativo - a e γ	31
4.2	Quadro Comparativo - R e R_0	31

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathbf{H}	Campo Magnético
μ	Permeabilidade Magnética
ε	Permissividade Elétrica
σ	Condutividade Elétrica
Ω	Frequência Angular em Tempo Contínuo
δ	Profundidade Pelicular
λ_{rocha}	Comprimento de Onda em Meio Mineral
v_{rocha}	Velocidade de Propagação em Meio Mineral
λ_0	Comprimento de Onda no Vácuo
r	Distância entre Dois Pontos
μ_0	Permeabilidade Magnética no Vácuo
m_d	Momento Magnético de Antena <i>Loop</i>
N_{tx}	Quantidade de Voltas do <i>Loop</i> Transmissor
I_{tx}	Corrente Elétrica Tonal nos Filamentos da Antena Transmissora
S_{tx}	Área do <i>Loop</i> Transmissor
P_{tx}	Potência Dissipada pelo Transmissor
R_{tx}	Resistência do <i>Loop</i> Transmissor
\mathbf{H}_{qe}	Campo Magnético Quase-estático
θ	Ângulo entre o Ponto Indutor e o Ponto que Sofre a Indução
\hat{r}	Vetor Unitário na Direção Radial em Coordenadas Esféricas
$\hat{\theta}$	Vetor Unitário na Direção Elevacional em Coordenadas Esféricas
k_{rocha}	Número de Onda em Meio Mineral
T	Alcance Normalizado pela Profundidade Pelicular
$Z(\Omega)$	Impedância de Transferência Fasorial entre <i>Loops</i>
$I_{tx}(\Omega)$	Corrente Tonal Fasorial no <i>Loop</i> Transmissor
$V_{rx}(\Omega)$	Tensão Induzida Fasorial nos Terminais da Antena Receptora
S_{rx}	Área do <i>Loop</i> Receptor
N_{rx}	Quantidade de Voltas do <i>Loop</i> Receptor
φ	Ângulo entre o Campo Magnético e o Eixo do <i>Loop</i> Ortogonal a seu Plano
\mathbf{H}_r	Componente do Campo Magnético em r
\mathbf{H}_θ	Componente do Campo Magnético em θ
\hat{x}	Vetor Unitário em x em Coordenadas Cartesianas
\hat{x}'	Vetor Auxiliar Criado por Rotação

\hat{y}	Vetor Unitário em y em Coordenadas Cartesianas
\hat{y}'	Vetor Auxiliar Criado por Rotação
θ_x	Ângulo de Rotação em \hat{x}'
θ_y	Ângulo de Rotação em \hat{y}'
$m_d(\Omega)$	Momento Magnético Fasorial
$Z(T)$	Impedância de Transferência em Função do Alcance Normalizado
$I_{tx}(T)$	Corrente Tonal em Função do Alcance Normalizado no <i>Loop</i> Transmissor
$V_{rx}(T)$	Tensão Induzida em Função do Alcance Normalizado nos Terminais da Antena Receptora
G_r^{tx}	Ganho Normalizado da Antena Transmissora em r
G_r^{rx}	Ganho Normalizado da Antena Receptora em r
G_θ^{tx}	Ganho Normalizado da Antena Transmissora em θ
G_θ^{rx}	Ganho Normalizado da Antena Receptora em θ
F_r	Função de Transferência do Canal de Propagação em r
F_θ	Função de Transferência do Canal de Propagação em θ
P_N	Variável Aleatória da Magnitude do Fator Ruído Atmosférico
Ξ	Variável Aleatória da Componente Gaussiana da Magnitude do Fator Ruído Atmosférico
Υ	Variável Aleatória da Componente Impulsiva da Magnitude do Fator Ruído Atmosférico
ξ	Amostra da Variável Aleatória Ξ
R_0^2	Potência Média da Componente Gaussiana da Magnitude do Fator Ruído Atmosférico
v	Amostra da Variável Aleatória Υ
R	Variável Presente na Função Densidade de Probabilidade da Componente Impulsiva da Magnitude do Fator Ruído Atmosférico
a	Variável Presente na Função Densidade de Probabilidade da Componente Impulsiva da Magnitude do Fator Ruído Atmosférico
$\Gamma(\cdot)$	Função Gamma
$E\{\cdot\}$	Operador Esperança
$var\{\cdot\}$	Operador Variância
ρ_n	Amostra da Variável Aleatória P_N
γ^2	Impulsividade
s	Série a ser Aproximada para Calcular Parâmetros Estatísticos
\hat{s}	Aproximação da Série para Calcular Parâmetros Estatísticos
Ψ	Quantidade de Elementos da Série a ser Aproximada para Calcular Parâmetros Estatísticos
\bar{s}	Média da Série a ser Aproximada para Calcular Parâmetros Estatísticos
$D_{KL}(\cdot \cdot)$	Divergência de Kullback-Leibler
$Q_1(q)$	Função Densidade de Probabilidade a ser Aproximada para Calcular Divergência de Kullback-Leibler

$Q_2(q)$	Aproximação da Função Densidade de Probabilidade para Calcular Divergência de Kullback-Leibler
M	Entrada do Canal para Calcular Capacidade Restrita do Canal
R_{ATM}	Saída do Canal para Calcular Capacidade Restrita do Canal
$I(;\cdot)$	Informação Mútua
IN_i	Símbolo Pertencente ao Alfabeto para Calcular Capacidade Restrita do Canal
$Pr(\cdot)$	Função Probabilidade
$p_{\cdot \cdot}(\cdot \cdot)$	Função Densidade de Probabilidade Condicional
L	Cardinalidade do Alfabeto para Calcular Capacidade Restrita do Canal
$p_{\cdot, \cdot}(\cdot, \cdot)$	Função Densidade de Probabilidade Conjunta
X_N	Variável Aleatória da Componente do Ruído Atmosférico em x
x_n	Amostra da Variável Aleatória X_N
Y_N	Variável Aleatória da Componente do Ruído Atmosférico em y
y_n	Amostra da Variável Aleatória Y_N
Θ_N	Variável Aleatória da Fase do Fator Ruído Atmosférico
θ_n	Amostra da Variável Aleatória Θ_n
$g_{aprox}(\rho_n)$	Função Utilizada para Aproximação da Função Densidade de Probabilidade da Magnitude do Fator Ruído Atmosférico
c_{n1}	Primeiro Coeficiente do Numerador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{n2}	Segundo Coeficiente do Numerador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{n3}	Terceiro Coeficiente do Numerador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{n4}	Quarto Coeficiente do Numerador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{n5}	Quinto Coeficiente do Numerador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{n6}	Sexto Coeficiente do Numerador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{d1}	Primeiro Coeficiente do Denominador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{d2}	Segundo Coeficiente do Denominador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{d3}	Terceiro Coeficiente do Denominador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{d4}	Quarto Coeficiente do Denominador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{d5}	Quinto Coeficiente do Denominador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
c_{d6}	Sexto Coeficiente do Denominador da Função $g_{aprox}(\rho_n)$
a_x	Parâmetro a para Medidas do Eixo X da Antena
a_y	Parâmetro a para Medidas do Eixo Y da Antena
a_z	Parâmetro a para Medidas do Eixo Z da Antena
γ_x	Parâmetro γ para Medidas do Eixo X da Antena
γ_y	Parâmetro γ para Medidas do Eixo Y da Antena
γ_z	Parâmetro γ para Medidas do Eixo Z da Antena
R_x	Parâmetro R para Medidas do Eixo X da Antena
R_y	Parâmetro R para Medidas do Eixo Y da Antena
R_z	Parâmetro R para Medidas do Eixo Z da Antena
R_{0x}	Parâmetro R_0 para Medidas do Eixo X da Antena
R_{0y}	Parâmetro R_0 para Medidas do Eixo Y da Antena
R_{0z}	Parâmetro R_0 para Medidas do Eixo Z da Antena

$s_1(t)$	Sinal Cossenoidal
A	Amplitude do Sinal Cossenoidal
ϕ	Fase do Sinal Cossenoidal
f_s	Taxa de Amostragem
$s_1[k]$	Sinal Cossenoidal Discreto
ω	Frequência Angular em Tempo Discreto
f_{inst}	Frequência Instantânea
E	Variável que Determina o Tamanho dos Vetores Coluna \mathcal{S}_{1k} , \mathcal{S}_{1k}^- e \mathcal{S}_{1k}^+
\mathcal{S}_{1k}	Vetor Coluna com Amostras de $s_1[k]$
\mathcal{S}_{1k}^-	Vetor Coluna com Amostras de $s_1[k]$
\mathcal{S}_{1k}^+	Vetor Coluna com Amostras de $s_1[k]$
$s_\zeta(t)$	Sinal de Harmônicos
ζ	Quantidade de Harmônicos Presente no Sinal $s_\zeta(t)$
$A_i(t)$	Amplitude do i -ésimo Harmônico no Sinal $s_\zeta(t)$
Ω_0	Frequência Angular de Operação do Sistema Elétrico em Tempo Contínuo
$\phi_i(t)$	Fase do i -ésimo Harmônico no Sinal $s_\zeta(t)$
$\eta(t)$	Ruído Presente no Sinal $s_\zeta(t)$
$s_\zeta[k]$	Sinal de Harmônicos Discreto
$A_i[k]$	Amplitude do i -ésimo Harmônico Discreta
ω_0	Frequência Angular de Operação do Sistema Elétrico em Tempo Discreto
$\phi_i[k]$	Fase do i -ésimo Harmônico Discreta
$\eta[k]$	Ruído Presente Discreto
$\mathcal{X}_{\mathcal{H}}[k]$	Vetor Coluna Utilizado no Algoritmo LMS
$\mathcal{W}[k]$	Vetor Coluna Utilizado no Algoritmo LMS
$e[k]$	Erro entre Sinal a ser Estimado e Estimativa dada pelo Algoritmos LMS
κ	Fator de Passo do Algoritmo LMS
$H(z)$	Função de Transferência de Filtro Digital
ψ	Quantidade de Seções Biquadráticas
b_{0i}	Primeiro Coeficiente do Numerador da i -ésima Seção Biquadrática do Filtro Digital
b_{1i}	Segundo Coeficiente do Numerador da i -ésima Seção Biquadrática do Filtro Digital
b_{2i}	Terceiro Coeficiente do Numerador da i -ésima Seção Biquadrática do Filtro Digital
a_{1i}	Primeiro Coeficiente do Denominador da i -ésima Seção Biquadrática do Filtro Digital
a_{2i}	Segundo Coeficiente do Denominador da i -ésima Seção Biquadrática do Filtro Digital
$H_i(z)$	Função de Transferência da i -ésima Seção Biquadrática do Filtro Digital
z_{0i}	Zeros da Função de Transferência da i -ésima Seção Biquadrática do Filtro Digital

ω_c	Frequência Angular Central da Seção Biquadrática do Filtro Digital em Tempo Discreto
f_c	Frequência Central da Seção Biquadrática do Filtro Digital em Tempo Contínuo
$\Delta\omega$	Largura de Banda da Seção Biquadrática do Filtro Digital em Tempo Discreto
G_B^2	Ganho de 3-dB da Seção Biquadrática do Filtro Digital
$\omega_{nominal}$	Frequência Angular do Harmônico em Tempo Discreto
β	Fator de Roll-off
$f_{carrier}$	Frequência da Portadora
R_b	Taxa de Transmissão de Bits
f_{opt}	Frequência Ótima do Canal TTE
A_h	Variável que Controla Amplitudes do Sinal $H_{total}[k]$
E_b	Energia por Bit
N_0	Densidade Espectral de Potência do Ruído
$H_{total}[k]$	Sinal Interferente de Harmônicos Utilizado na Simulação
$H_1[k]$	Primeira Componente do Sinal Interferente de Harmônicos Utilizado na Simulação
$H_2[k]$	Segunda Componente do Sinal Interferente de Harmônicos Utilizado na Simulação

GLOSSÁRIO

TTE	<i>Through-The-Earth</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
IBRAM	Instituto Brasileiro de Mineração
TTW	<i>Through-The-Wire</i>
TTA	<i>Through-The-Air</i>
RF	Radiofrequência
VHF	<i>Very High Frequency</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
TDMA-TDD	<i>Time Division Multiple Access - Time Division Duplexing</i>
GEAR	<i>Geographical Energy Aware Routing</i>
DSDV	<i>Destination-Sequenced Distance Vector</i>
AODV	<i>Ad hoc On-Demand Vector</i>
OLSR	<i>Optimized Link State Routing</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indication</i>
NIOSH	<i>National Institute for Occupational Safety and Health</i>
SSB	<i>Single Side Band</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
FSK	<i>Frequency-Shift Keying</i>
PED	<i>Personal Emergency Device</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
MSK	<i>Minimum-Shift Keying</i>
RSR	Relação Sinal Ruído
ANC	<i>Adaptive Noise Cancellation</i>
MLD	<i>Maximum-Likelihood Detection</i>
DAFB	<i>Decision-Aided Feedback</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SRQ	Soma dos Resíduos ao Quadrado
RQ	R-quadrado
REQM	Raiz do Erro Quadrático Médio
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>

DEP	Densidade Espectral de Potência
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
RCOS	<i>Raised Cosine</i>
RTS	<i>Request to Send</i>
CTS	<i>Clear to Send</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta os aspectos principais do trabalho, contextualizando o problema proposto no âmbito de comunicações através da terra. Além disso, destacamos a motivação e as contribuições, e apresentamos a estrutura de todo o manuscrito.

1.1 Contextualização

A indústria de mineração possui um grande impacto econômico mundial, visto a quantidade de produtos que possuem algum tipo de minério como matéria prima, desde produtos simples e utilizados no cotidiano das pessoas até componentes mais complexos e sofisticados utilizados em aparelhos eletrônicos. Visto isso, é claro que a extração mineral também possui uma alta relevância para a economia brasileira, conforme podemos ver na Figura 1.1, a qual ilustra a soma em bilhões de dólares da indústria extrativa mineral brasileira, excluindo a produção de petróleo e gás.

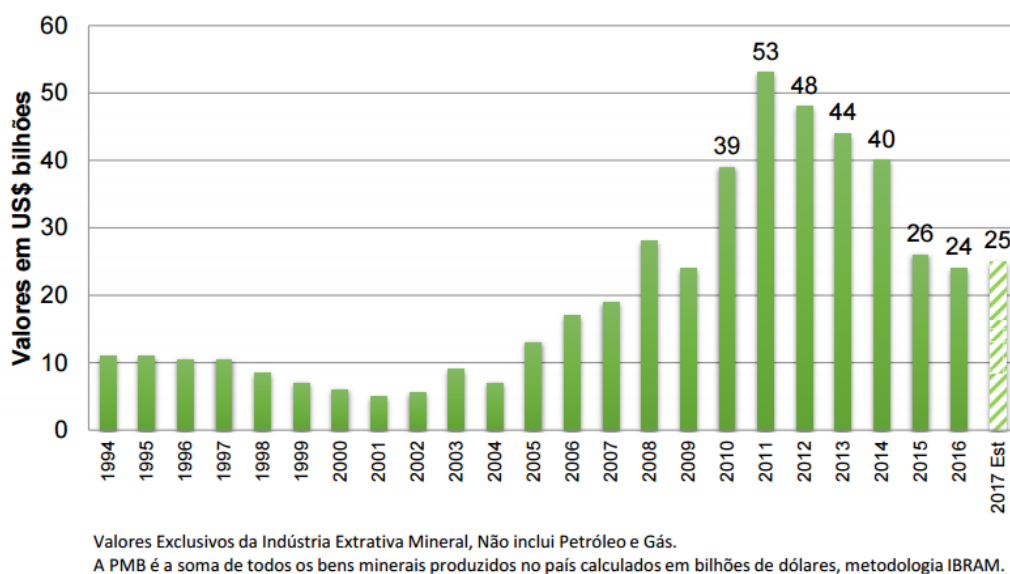


Figura 1.1: Produção mineral brasileira em bilhões de dólares. Fonte: [1]

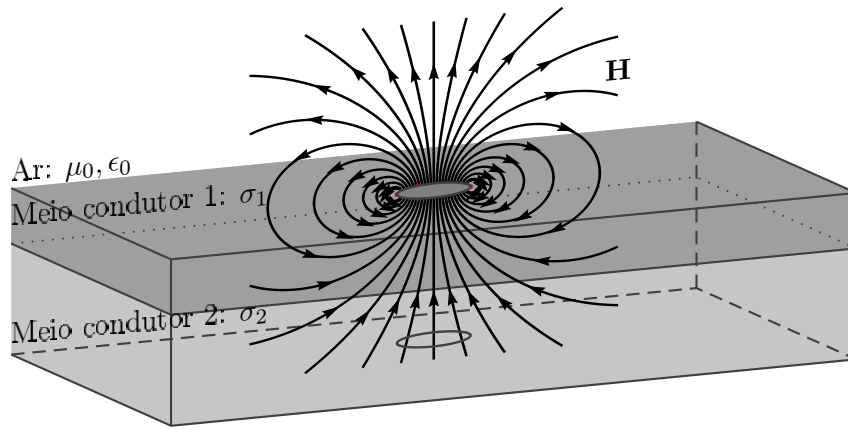


Figura 1.2: Representação esquemática do meio para sistemas de comunicação através da terra, operando em *downlink*. As dimensões típicas das antenas são da ordem de dezenas de metros.

Todavia, para se proporcionar o bom funcionamento das atividades de mineração, é necessário a existência de serviços auxiliares, dentre eles, podemos citar serviços de comunicações. Tais serviços de comunicações podem ser utilizados para: proporcionar a comunicação entre funcionários que estão na mina realizando atividades corriqueiras, automatizar processos existentes na mineração (escavações ou detonações), possibilitar comunicações em situações de resgate, dentre outras possibilidades.

Levando essa necessidade de comunicação em consideração, temos implementados sistemas de comunicação baseados em transmissão através de cabos, do inglês *Through-The-Wire* (TTW), ou baseados na propagação através do ar, do inglês *Through-The-Air* (TTA), nas atuais minas subterrâneas [5]. Todavia, estes sistemas necessitam de uma infraestrutura complexa, para a passagem dos cabos ou para a instalação de bases repetidoras, e como o ambiente de mineração é arriscado e propício a acidentes, devemos verificar a possibilidade da implementação de um sistema mais robusto, a fim de se tornar possível uma comunicação eficiente e segura, possibilitando tomadas de decisão de forma assertiva até mesmo em situações críticas.

Tendo em vista esta necessidade de um sistema mais robusto, surge a possibilidade da utilização do sistema de comunicação através da terra, do inglês *Through-The-Earth* (TTE). Este sistema realiza a comunicação através de indução magnética com frequências de operação abaixo de 30kHz, uma vez que o canal de comunicação é composto por diferentes tipos de minérios, água e outros materiais de condutividade elétrica não desprezível, e é principalmente utilizado para situações de resgate, em que mineradores presos na mina subterrânea conseguem comunicar com uma equipe de resgate que está fora da mina subterrânea. A Figura 1.2 ilustra o meio para sistemas de comunicação através da terra.

Sendo assim, ao verificarmos os atuais produtos desenvolvidos para comunicações através da terra, notamos que esses possibilitam enlaces ponto a ponto com taxas de transmissão baixas, no máximo de 1 kbps, em distâncias de até 450 m, sendo possível realizar a transmissão de mensagens de voz ou dados [6, 7]. Todavia, estes esquemas de transmissão ainda possuem possibilidades para muitas melhorias, devido à carência de estudos realizados em comunicações através da terra, seja para a caracterização do canal, implementação de arranjos de antenas, ou investigação de

protocolos que permitam uma melhoria no desempenho desta transmissão.

Alguns pontos que causam esta dificuldade intrínseca na comunicação através da terra e que precisam ser investigados são os seguintes:

- A severa perda de propagação;
- O canal banda estreita que limita a taxa de transmissão;
- A presença do ruído atmosférico que não é puramente Gaussiano, sendo composto por uma componente impulsiva e uma componente Gaussiana;
- A presença do ruído antrópico que é composto por harmônicos gerados a partir de máquinas utilizadas na mineração ou das linhas de transmissão de potência;
- A limitação na potência de transmissão no enlace de subida por questões de segurança dos mineiros.

1.2 Definição do problema

Visto que a literatura em comunicações através da terra é muito escassa, e por se tratar de um sistema de comunicação utilizado em situações críticas em um ramo de produção com grande impacto econômico, surge a necessidade de novos estudos acerca do assunto. Esta dissertação trata o estudo acerca do ruído em comunicações através da terra (atmosférico e antrópico). No caso do ruído atmosférico, verificamos como sua componente impulsiva pode modificar o desempenho do sistema e encontramos limiares da capacidade restrita do canal. Já para o ruído antrópico, fizemos análises quanto à variabilidade da frequência instantânea dos harmônicos e como o ambiente de mineração, composto por diversos equipamentos, pode aumentar este sinal interferente.

Além disso, visto que um dos problemas enfrentados por comunicações através da terra é a variabilidade da frequência instantânea dos harmônicos presentes no ruído antrópico, propusemos um filtro digital adaptativo do tipo IIR *notch* controlado linearmente para contornar este problema e tornar o receptor do sistema de comunicação através da terra mais robusto. Após realizarmos estes procedimentos, realizamos simulações de enlace utilizando um decisor de máxima verossimilhança para o ruído atmosférico e comparamos técnicas de estimação e filtragem de harmônicos com o filtro digital adaptativo controlado linearmente proposto para mitigação do ruído antrópico, podendo assim verificar o desempenho do sistema de comunicação através da terra em diferentes situações.

1.3 Contribuições do trabalho

As contribuições deste trabalho são:

- Abordagem para aproximar a função densidade de probabilidade do ruído atmosférico;

- Estimaco do valor da capacidade restrita do canal considerando entradas binárias equiprováveis para ruído atmosférico;
- Implementaco de técnicas descritas na literatura para mitigaco de harmnicos (ruído antrpico);
- Proposta de filtro digital adaptativo IIR *notch* controlado linearmente, a fim de se contornar a flutuao da frequência instantânea;
- Verificaco do desempenho de um enlace de comunicaes através da terra, considerando ruído atmosférico e ruído antrpico.

1.4 Apresentaco do manuscrito

O restante desta dissertaco está organizado da seguinte forma. No Capítulo 2, realizamos uma reviso acerca de conceitos básicos sobre minas. Além disso, fazemos um levantamento bibliográfico do tipo de técnicas utilizadas para comunicao em ambientes de minerao. Por fim, descrevemos o modelo de canal de propagao utilizado nas simulaes.

Em seguida, no Capítulo 3, explanamos o modelo matemático utilizado para descrever o ruído atmosférico e, posteriormente, revisamos rapidamente os parâmetros utilizados para verificarmos as aproximaes da funo de densidade de probabilidade do ruído. Aps a reviso dos parâmetros, explicamos a metodologia adotada para realizar a estimaco da capacidade restrita do canal para o ruído atmosférico, seguida da avaliao da aproximao da funo de densidade de probabilidade baseado nos parâmetros citados anteriormente. Por fim, os resultados da capacidade restrita do canal so explanados.

Por sua vez, o Capítulo 4 explica sucintamente a origem do ruído antrpico. Posteriormente, elucidamos as metodologias para analisar a frequência instantânea de harmnicos e as medies realizadas exibindo os resultados de ambas análises.

O Capítulo 5 ilustra técnicas utilizadas para: estimar a frequência instantânea de um harmnico e estimar os parâmetros pertencentes ao harmnico, amplitude e fase. Posteriormente, explicamos a técnica de controle linear dos coeficientes do filtro digital adaptativo IIR *notch* elaborada, levando em considerao o cenário de sistemas de comunicao através da terra. Aps a explicao da técnica elaborada, explicamos a configurao da simulao de enlace e, por fim, ilustramos os resultados obtidos. O Capítulo 6 encerra esta dissertaco com as consideraes finais.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo, apresentamos aspectos gerais acerca da comunicação em ambientes de mineração. O modelo de propagação em comunicações TTE adotado neste trabalho também é apresentado.

2.1 Condições para a Comunicação em Minas Subterrâneas

A definição adotada de mina é a seguinte: uma massa individual de substância mineral ou fóssil, em lavra, que está na superfície terrestre ou no interior da terra com um valor econômico [8]. Geralmente, minas subterrâneas são significativamente úmidas, algumas vezes chegando a uma umidade de 90% ou mais. Poeira, água corrosiva e gases explosivos ou tóxicos, como por exemplo dióxido de carbono e metano, são elementos que não somente afetam o bem estar de operários, mas prejudicam também os equipamentos de mineração e comunicação (vida útil e regulagem).

Um aspecto importante a ser notado em minas subterrâneas é a expansão dessa em função da retirada de minério e detritos. Ao se verificar este aspecto sob a visão de telecomunicações, usualmente, necessita-se de um aumento da infraestrutura para se possibilitar a comunicação no ambiente de mineração [5], sendo notável ao se utilizar comunicações TTA que utilizam o ar como meio de propagação. Outro fator que influencia comunicações TTA é a forma e o tipo de acesso da mina, pois escavações que formam minas abertas sustentadas por pilares possuem condições de propagação diferentes de minas em túneis que tendem a ter um efeito de guia de onda, com baixo índice de perda de propagação.

Ao analisar as características elétricas do meio, minas diferem entre si pelo material extraído, como por exemplo, ferro, cobre, carvão, etc, e também pela razão deste tipo de minério em relação a outros materiais, como os que compõem o capeamento que separa o corpo útil de minério da superfície. A perda de propagação no canal é influenciada significativamente pela variação da condutividade elétrica do meio, que ocorre pela razão dos tipos de minérios, sendo decisiva para a escolha dos equipamentos e configurações de funcionamento em sistemas de comunicação TTE. Para os casos que se utilizam comunicações em radiofrequência (RF), como em TTA e alguns tipos de comunicações TTW, a condutividade das paredes da mina influencia os coeficientes de reflexão

e difração, conseqüentemente, também influencia a dispersão temporal do canal [9].

2.2 Revisão quanto ao uso, técnicas e equipamentos

Discutimos a seguir as três principais maneiras de comunicação em ambientes de mineração, TTW, TTA e TTE.

2.2.1 TTW: através do cabo

Os sistemas TTW utilizam meios guiados [5] para a comunicação no interior da mina e também para a comunicação entre mina e superfície. O telefone de magneto [2], ilustrado na Figura 2.1, é um exemplo de comunicação TTW, sendo um dos meios de comunicação mais antigos associados à comunicação em minas e é realizado para comunicação de voz em linha cabeada. Seu funcionamento ocorre através de um gerador de magneto, que é composto por ímãs, sendo acionado manualmente por uma alavanca a fim de gerar corrente alternada, que após a transmissão pelo cabo aciona os sinos dos telefones conectados. Ao se estabelecer a conexão, baterias garantem a alimentação dos equipamentos.



Figura 2.1: Telefone de magneto. Fonte: [2]

Outro exemplo de comunicação TTW é a fibra óptica que permite a transmissão de dados com altas taxas, chegando a grandes distâncias sem necessidade de regenerar o sinal. Por ter alta capacidade de transmissão, usualmente é usada para monitorar em tempo real as atividades da mina [10].

Por fim, há também um sistema híbrido TTA e TTW que é o *Leaky Feeder*, ilustrado na Figura 2.2, sendo basicamente um cabo irradiante. Neste sistema, um cabo coaxial modificado transmite

e recebe a informação, sendo que este cabo é feito com uma camada de cobre com perfurações em vez de se utilizar uma malha protetora. Todavia, é necessário possuir amplificadores espaçados entre 350 m e 500 m de distância, tipicamente, devido à perda ao longo do cabo. É interessante ressaltar que estes cabos perfurados tem a função de uma antena bidirecional e atuam nas bandas VHF, do inglês *Very High Frequency*, e UHF, do inglês *Ultra High Frequency*, usualmente [3].

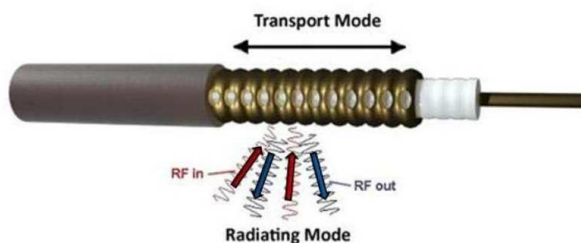


Figura 2.2: *Leaky Feeder*. Fonte: [3]

2.2.2 TTA: Através do ar

Ao se comparar sistemas sem fio (TTA) com sistemas TTW para comunicação dentro de minas, os primeiros são mais vantajosos quando os aspectos avaliados são a facilidade para instalação e adaptação às necessidades da mina. Atualmente, os sistemas TTA utilizados em minas são, majoritariamente, adaptações de sistemas de comunicação sem fio de curto alcance: Zigbee, WiFi, RFID, etc. [11]. Como os equipamentos de rádio usados não trazem novidades em sua parte de RF, esta subseção se foca nos protocolos de acesso ao meio e protocolos de roteamento para ambientes de mineração encontrados na literatura.

Diversos trabalhos indicam a utilização de redes *ad hoc* ao considerarem a falta de infraestrutura em minas e a disposição dos nós, sendo um dos principais pontos estudados o desempenho de protocolos. No âmbito de protocolos de acesso ao meio, o trabalho [12] realiza uma análise do desempenho do protocolo MINECOM, que é baseado em múltiplo acesso por divisão no tempo e duplexação por divisão de tempo, do inglês *Time Division Multiple Access - Time Division Duplexing* (TDMA-TDD), no qual os usuários disputam *slots* de tempo.

Ao considerar protocolos de roteamento, *Jing* [13] criou um protocolo híbrido de roteamento, baseado no protocolo GEAR, do inglês *Geographical Energy Aware Routing*, para nós móveis. No caso, o autor utiliza a distância e direção do movimento entre os nós móveis para restringir a comunicação de alguns deles, aumentando assim o tempo de vida desses nós móveis.

Por sua vez, [14], [15] e [16] analisam o desempenho dos protocolos de roteamento DSDV, do inglês *Destination-Sequenced Distance Vector*, e AODV, do inglês *Ad hoc On-Demand Vector*, considerando o atraso fim a fim, a taxa de perda de pacotes e o *throughput* em transmissões de vídeo. Já [17] estuda como o protocolo de roteamento OLSR, do inglês *Optimized Link State Routing*, e o padrão IEEE 802.11n podem prover transmissão de vídeo e voz em minas, sendo que bons resultados de latência, *throughput* e *jitter* são encontrados.

Em [18], o autor elabora um protocolo de roteamento *multi-hop* que usa um algoritmo recursivo

entre os nós vizinhos a fim de selecionar o caminho que possua a menor quantidade de saltos, considerando a métrica RSSI, do inglês *Received Signal Strength Indication*. A fim de avaliar o protocolo, o transmissor MG2455 da *Radio Pulse* foi utilizado para a realização de testes. Jiang em [19] elabora um protocolo de roteamento levando a disposição dos túneis em minas em consideração, em que há um túnel principal e alguns ramos. Ao analisar a disposição dos nós e a formação de *clusters* entre eles nos túneis-ramos, o autor sugere uma realocação de nós para cada *cluster* a fim de equilibrar a rede.

Por fim, Zheng em [20] levanta considerações para a utilização de redes de sensores subterrâneas, as dificuldades inerentes do canal sem fio subterrâneo e explicita as oportunidades (desafios e áreas de pesquisa) para cada uma das camadas de rede, levando em consideração uma abordagem *cross-layered* como um mitigador dos desafios existentes em redes subterrâneas.

2.2.3 TTE: Através da terra

Após a criação do *MINER Act*, que foi uma regulamentação criada pelo congresso norte americano a fim de promover sistemas de comunicação confiáveis em minas subterrâneas, o órgão NIOSH (*National Institute for Occupational Safety and Health*) apoiou a criação de diversas tecnologias de rastreamento e comunicação em minas subterrâneas [6]. Cinco empresas desenvolveram protótipos: *Ultra Electronics*, *Stolar*, *Lockheed Martin*, *E-Spectrum Technologies* e *Alertek*. Desses protótipos, quatro se baseiam na detecção a partir de campos magnéticos ao se utilizar antenas *loop* e um em campos elétricos.

Os protótipos desenvolvidos eram capazes de prover comunicação de voz e de texto unidirecionalmente, e em algumas situações bidirecionalmente, atingindo profundidades de até 300 m para voz e 600 m para texto. Para se realizar a transmissão de voz, os equipamentos utilizaram frequências de 3150 Hz a 4820 Hz. Além disso, alguns equipamentos possuíam um modo de localização baseado em triangulação com a transmissão de um tom no enlace de subida e utilizando receptores situados na superfície, era possível estimar o posicionamento do transmissor através do tratamento do sinal recebido.

Ao analisar a modulação de sinais, os protótipos utilizaram modulação analógica SSB, do inglês *Single Side Band*, ou modulação digital PSK, do inglês *Phase-Shift Keying*, e/ou FSK, do inglês *Frequency-Shift Keying*. Também implementaram-se técnicas de cancelamento de ruído em alguns equipamentos [6]. É importante ressaltar que algumas empresas transformaram seus projetos em produtos comerciais [21], como resultado do apoio à pesquisa do NIOSH ou de forma independente.

O equipamento *Flex Alert*, desenvolvido pela empresa canadense *Mini-Radio Systems*, é utilizado para comunicação unidirecional entre a superfície e galerias subterrâneas, sendo usado para dar suporte na evacuação dos trabalhadores em caso de emergência. Além disso, utiliza campo magnético em baixa frequência para transportar informação a um receptor no capacete dos mineiros. Neste sistema, há uma antena *loop* de 10 a 120 m de comprimento localizada sobre a mina, e ao ocorrer uma situação de emergência, um sinal é transmitido da superfície para os mineiros, fazendo a lâmpada do capacete piscar a fim de realizarem a evacuação do local [10].

O dispositivo pessoal de emergência (PED) da empresa australiana *MineSite Technology* também funciona unidirecionalmente, possibilitando a transmissão de texto para funcionários que estão no interior de uma mina. Neste equipamento só é realizada a comunicação superfície-mina, porém, há a possibilidade de se utilizar um *Leaky Feeder* para se realizar a comunicação no enlace de subida [10]. Além do mais, o sistema é utilizado também para detonação remota e controle remoto de equipamentos.

Depois de realizar testes em conjunto com o NIOSH, a empresa *Lockheed Martin* comercializa o produto *Magnelink MCS*, que atua bidirecionalmente e é autossuficiente, suportando voz, texto e localização, sendo baseado em ondas magnéticas de baixa frequência. A empresa validou as aplicações de voz e texto ao realizar testes de 500 metros de profundidade, em que uma antena de 130 m de comprimento e outra com múltiplas voltas foram usadas na superfície e na mina, respectivamente.

Por sua vez, a empresa canadense *Vital Alert* [22] fabricou recentemente o sistema *Canary* de rádio que é bidirecional e utilizado para comunicação de dados e voz. O receptor é reconfigurável para operar entre frequências de 300 Hz a 9 kHz, uma vez que é implementado em SDR, do inglês *Software Defined Radio*. O equipamento também suporta modulação adaptativa com taxas que variam de 9 bps a 1 kbps.

Por fim, ao analisar processamento de sinais, [23] indica a modulação MSK, do inglês *Minimum-Shift Keying*, como técnica com a menor taxa de erro bit para uma relação sinal ruído (RSR). Também há a sugestão para utilização de técnicas para combater o ruído atmosférico e para uso de códigos corretores de erros, gerando maior robustez ao sistema. Para o caso de combate ao ruído atmosférico, o autor afirma melhorar a RSR de 10 a 30 dB após caracterizar o ruído com múltiplas antenas ortogonais e a aplicação das seguintes técnicas: cancelamento adaptativo de ruído, do inglês *adaptive noise cancellation* (ANC), detecção de máxima verossimilhança, do inglês *maximum-likelihood detection* (MLD), e decisão auxiliada por retroalimentação, do inglês *decision-aided feedback* (DAFB). É importante ressaltar que a falta de estudos mais recentes em processamento de sinais para sistemas TTE pode indicar uma área de pesquisa a ser realizada.

2.3 Propagação em Comunicação TTE

De acordo com as propriedades intrínsecas do solo, a penetração de ondas de rádio em meio condutor é dada pela equação de difusão $\nabla^2 \mathbf{H} = \mu\sigma\partial\mathbf{H}/\partial t$ em vez da equação de onda $\nabla^2 \mathbf{H} = \mu\epsilon(\partial^2 \mathbf{H})/(\partial t^2)$, sendo \mathbf{H} o campo magnético, μ a permeabilidade magnética, ϵ a permissividade elétrica, σ a condutividade elétrica do meio e t o tempo. Nota-se que o campo decai exponencialmente em função da frequência de operação, distância e condutividade elétrica do meio. Para um bom condutor, $\sigma/(\epsilon\Omega) \gg 1$ (sendo Ω a frequência angular em tempo contínuo), o grau de decaimento é dado pela profundidade pelicular $\delta = \sqrt{2/(\Omega\mu\sigma)}$, a qual, por ser inversamente proporcional à raiz quadrada da frequência, inviabiliza a utilização de frequências altas, superior a 30 kHz. Todavia, as antenas deveriam ter dimensão física da ordem de quilômetros para radiar de um modo eficiente as ondas de rádio nesta faixa de frequência.

Para comunicações TTE, não são utilizadas antenas de dimensões tão grandes. Assim, a transferência de potência reativa via indução magnética (ou elétrica) é responsável por quase toda potência transmitida. Algumas propriedades básicas da onda são alteradas pela propagação em meio condutor ou dielétrico, como o comprimento de onda λ_{rocha} e a velocidade de propagação v_{rocha} . Para bons condutores, a contribuição da permissividade real pode ser desconsiderada e se pode modelar o comprimento de onda que atravessa as rochas da mina como $\lambda_{rocha} = 2\pi\delta$. Ao considerar a comunicação TTE operando a 10 kHz com solo de $\sigma = 10^{-3}$ S/m, resulta na redução em 30 vezes do comprimento de onda em relação ao ar.

2.3.1 Zonas de Campo

Classicamente, pode-se dividir as zonas de campo para transmissão no vácuo ou no ar como: campo próximo reativo, campo próximo radiante, zona de transição e campo distante. Para as duas primeiras zonas, o campo é gerado a partir da interferência de ondas de diversos pontos da antena, como se fossem vários pequenos dipolos auxiliando na formação do campo. Para o campo distante, onde os campos magnético e elétrico possuem uma relação fixa entre si e estão em fase, pode-se ver a antena transmissora como um ponto radiante e seu campo como uma frente de onda plana. Para a zona de transição, os dois comportamentos são observados. Para um meio condutor, Gibson [24] propôs uma subdivisão diferente para as zonas de campo.

Para regiões muito próximas à antena transmissora, o campo possui uma característica quase-estática, apesar da variação no tempo, seguindo assim leis da estática como a atenuação pelo inverso do cubo da distância. A partir do campo próximo, assim como em quase-estático, onde inexistente radiação, o meio condutor começa a colaborar com a atenuação de campo. Em campo distante, o campo segue a lei de atenuação com inverso linear da distância, apesar das perdas devido ao meio. No caso, campo distante não significa que a radiação parte da antena diretamente, mas sim pela indução de correntes de Foucault no meio condutivo geradas pelo campo magnético da antena, as quais geram novos campos. Finalmente, a zona de transição é uma região arbitrária entre os campos próximo e distante.

A Tabela 2.1 relaciona as zonas de campo citadas anteriormente e suas condições para os dois tipos de meio. Ao considerar um sistema operando no espaço livre em 10 kHz ($\lambda_0=30$ km) e com uma distância, r , entre antenas de 300 m, ele se encontra em campo próximo reativo ($\lambda_0/2\pi \approx 4775$ m). Já para um meio condutor com $\sigma = 10^{-3}$ S/m e $\mu = \mu_0$, $\lambda_{rocha}/2\pi = \delta \approx 160$ m $<$ 300 m. Assim, trata-se de zona de transição, estando mais próximo do campo distante do que do campo próximo.

2.3.2 Modelos de Campo Magnético

O momento magnético $m_d = N_{tx}I_{tx}S_{tx}$ de antenas *loop* mostra a força de transmissão indutiva em função dos atributos do transmissor, no qual N_{tx} é a quantidade de voltas do *loop* transmissor, I_{tx} é o valor RMS (do inglês *Root Mean Square*) de uma corrente elétrica tonal nos filamentos da antena transmissora e S_{tx} é a área do *loop*. Observa-se que o aumento do momento magnético gera

<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 2.1: Zonas de campo no vácuo e em meio condutor.

o aumento da potência dissipada em calor ($P_{tx} = R_{tx}I_{tx}^2$), e vale lembrar que a resistência do *loop* transmissor, R_{tx} , aumenta com N_{tx} e/ou S_{tx} . Todavia, esta potência dissipada, e não irradiada, implica no valor de corrente usada na geração do campo magnético, associando assim, de forma indireta, a uma potência de transmissão.

A maneira mais simples de se aproximar o campo magnético gerado por uma antena *loop* eletricamente pequena é considerar o vácuo como meio homogêneo infinito, ignorando assim, as condições de contorno [25], e supor uma distribuição uniforme da corrente no *loop*. Ao considerar uma distância muito próxima à fonte ($r \ll \lambda/2\pi$), a intensidade de um campo magnético que varia no tempo se assemelha a de um campo estático calculada pela lei de Biot-Savart [26]. Considerando a operação no vácuo a 10 kHz, esta distância alcança o valor de algumas centenas de metros. Assim, o campo magnético quase-estático, \mathbf{H}_{qe} , de uma antena *loop* é aproximado por:

$$\mathbf{H}_{qe} = \frac{m_d}{2\pi r^3} \{ \cos(\theta)\hat{r} + 0.5 \sin(\theta)\hat{\theta} \}, \quad (2.1)$$

em que θ é o ângulo entre o ponto indutor e o ponto que sofre a indução, \hat{r} é o vetor unitário na direção radial e $\hat{\theta}$ é o vetor unitário na direção elevacional em coordenadas esféricas. A modificação do modelo de plano infinito no vácuo [25] para um meio infinito condutivo é realizada ao se modificar o número de onda, que no meio condutivo é expresso por $k_{rocha} = (1 - j)/\delta$. Esta aproximação do campo para os enlaces de subida e descida é dada, em sua forma fasorial, por [24]:

$$\mathbf{H} = \frac{m_d}{4\pi r^3} e^{-jT} e^{-T} \{ 2 \cos \theta (1 + (1 + j)T)\hat{r} + \sin \theta (1 + (1 + j)T + 2jT^2)\hat{\theta} \}, \quad (2.2)$$

em que $T = r/\delta = r\sqrt{\mu\sigma\Omega/2}$ é o alcance normalizado pela profundidade pelicular e traz a contribuição de perdas no solo. Além disso, o parâmetro T pode ser compreendido como uma frequência espacial normalizado para um determinado alcance r .

2.3.3 Modelagem do Canal e Frequência Ótima de Operação

É usual se usar tensão e corrente para a parametrização de quadripolos e, por consequência, os parâmetros são baseados em impedância, para sistemas que operam em frequências moderadamente baixas. Em sistemas que operam com frequências mais altas, a partir de UHF, por causa das

reflexões de onda entre os meios, o que dificulta a medida de tensão e corrente, trabalha-se mais com energia e potência, caracterizando os quadripolos com parâmetros de dispersão. É adotado o conceito de impedância de transferência, $Z(\Omega)$, entre os *loops* para analisar modelos de canal de propagação em frequências abaixo de 100 kHz. Assim, considerando as versões fasoriais da corrente tonal no *loop* transmissor, $I_{tx}(\Omega)$, e da tensão induzida nos terminais da antena receptora, $V_{rx}(\Omega)$,

$$Z(\Omega) = V_{rx}(\Omega)/I_{tx}(\Omega). \quad (2.3)$$

De acordo com 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 a malha em sentido ortogonal a seu plano [26]. Portanto, a tensão induzida nos terminais de uma antena *loop* em função do campo magnético é dada por

$$V_{rx}(\Omega) = -j\Omega\mu N_{rx}S_{rx} \cos(\varphi)\mathbf{H}, \quad (2.4)$$

em que S_{rx} e N_{rx} são a área e a quantidade de voltas do *loop* receptor, respectivamente, e φ é o ângulo entre o campo magnético e o eixo do *loop* ortogonal a seu plano. Observa-se em (2.4) que, apesar do campo sofrer atenuações em alta frequência, o receptor infringe ao sinal de saída atenuações em baixas frequências. Para coordenadas esféricas, $\varphi = \theta$ caso os planos dos dois *loops* sejam paralelos. Assim, $V_{rx}(\Omega)$ em função dos campos \mathbf{H}_r e \mathbf{H}_θ nas direções \hat{r} e $\hat{\theta}$, respectivamente, é dada por

$$V_{rx}(\Omega) = -j\Omega\mu N_{rx}S_{rx} [\mathbf{H}_r \cos(\theta - \theta_x) \cos(\theta_y) - \mathbf{H}_\theta \sin(\theta - \theta_x) \cos(\theta_y)], \quad (2.5)$$

em que 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} . A Figura 2.3 ilustra a geometria em questão.

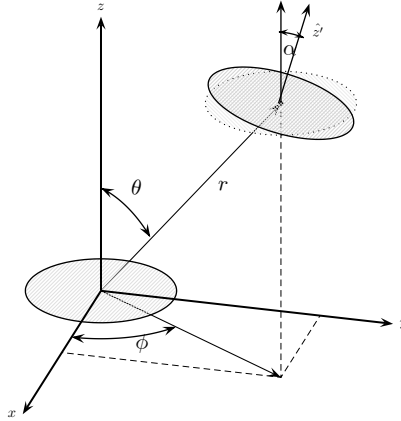


Figura 2.3: Geometria para cálculo de campo entre duas antenas *loop* circulares. O ângulo α formado pelos vetores ortogonais aos planos determinados pelas duas antenas é resultante da composição de rotações nos eixos \hat{x}' e \hat{y}' .

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 considerando uma corrente tonal no transmissor. Assim, ao

adaptar as equações de campo e adotando o conceito da impedância de transferência $Z(T) = V_{rx}(T)/I_{tx}(T)$ na frequência espacial normalizada T , tem-se

$$Z(T) = N_{tx}N_{rx}S_{tx}S_{rx} \left[\sqrt{G_r^{tx}G_r^{rx}} \mathbf{F}_r + \sqrt{G_\theta^{tx}G_\theta^{rx}} \mathbf{F}_\theta \right] \quad (2.6)$$

equivalente à impedância de transferência, 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 F_r e F_θ são funções de transferência do canal de propagação dadas, respectivamente, por

$$F_r = \frac{T^2}{\pi\sigma r^5} e^{-T} \sqrt{1 + 2T + 2T^2} e^{j\{\tan^{-1}(\frac{T}{1+T}) - T - \frac{\pi}{2}\}} \quad (2.7)$$

e

$$F_\theta = \frac{T^2}{2\pi\sigma r^5} e^{-T} \sqrt{(1+T)^2 + (T+2T^2)^2} \times e^{j\{\tan^{-1}(\frac{T+2T^2}{1+T}) - T + \frac{\pi}{2}\}}. \quad (2.8)$$

Capítulo 3

Ruído Atmosférico

Neste capítulo, elucidamos o modelo matemático utilizado para descrever o ruído atmosférico e, posteriormente, revisamos rapidamente os parâmetros utilizados para verificar as aproximações da função de densidade de probabilidade do ruído. Após, explicamos a metodologia adotada para realizar a estimação da capacidade restrita do canal para o ruído atmosférico, seguida da avaliação da aproximação da função de densidade de probabilidade baseado nos parâmetros citados anteriormente. Por fim, os resultados da capacidade restrita do canal são explanados.

3.1 Introdução

Neste capítulo, analisamos o ruído atmosférico, optando por um modelo probabilístico dentre os presentes na literatura. A partir deste modelo, iremos verificar que o ruído atmosférico é composto por uma componente Gaussiana e uma componente impulsiva. A partir desta informação, é interessante verificar qual seria a capacidade restrita do canal considerando entradas binárias equiprováveis deste tipo de ruído e fazer a comparação com a capacidade restrita do ruído Gaussiano, a fim de analisarmos como a componente impulsiva pode afetar a capacidade restrita.

3.2 Ruído Atmosférico

O ruído atmosférico pode ser caracterizado a partir de diversos modelos conforme descrito em [27]. Neste trabalho, utilizamos o modelo de [28], assim como em [27], para equacionar a distribuição de probabilidade de magnitude, pois este modelo é preciso e matematicamente simples.

O modelo considera o ruído descrito como um fasor e a sua magnitude, expressa pela variável aleatória P_N , é a soma de duas componentes: a componente Gaussiana, expressa pela variável aleatória Ξ , e a componente impulsiva, expressa pela variável aleatória Υ . A primeira componente

é gerada a partir de descargas atmosféricas distantes ao receptor, já a segunda componente, é composta por descargas atmosféricas próximas ao receptor [28] [29].

A função densidade de probabilidade da magnitude da componente Gaussiana é a distribuição de Rayleigh [28], dada por

$$p_{\Xi}(\xi) = \left(\frac{2\xi}{R_0^2}\right) \exp\left(-\frac{\xi^2}{R_0^2}\right), \quad \xi \geq 0, \quad (3.1)$$

em que R_0^2 é a potência média de ruído. A distribuição de Weibull (também descrita na literatura como *Power-Rayleigh*) descreve a magnitude da componente impulsiva [28], dada por

$$p_{\Upsilon}(v) = \left(\frac{av^{a-1}}{R^a}\right) \exp\left[-\left(\frac{v}{R}\right)^a\right], \quad v \geq 0, \quad (3.2)$$

em que R e a dependem da energia média em Υ . A variável a assume valores entre 0 e 2, e quanto menor o valor de a , maior a probabilidade de Υ ter valores de ruído impulsivo grandes [28].

Uma vez que o ruído atmosférico é dado por $P_N = \Xi + \Upsilon$, a função densidade de probabilidade resultante é a convolução das funções (3.1) e (3.2) [28]:

$$p_{P_N}(\rho_n) = 2 \int_0^{\rho_n} \left(\frac{av^{a-1}}{R^a}\right) \exp\left[-\left(\frac{v}{R}\right)^a\right] \left(\frac{\rho_n - v}{R_0^2}\right) \exp\left(-\frac{(\rho_n - v)^2}{R_0^2}\right) dv. \quad (3.3)$$

A seguir, seguem os momentos de interesse da variável aleatória [28], que são obtidos a partir da integração direta de (3.3):

$$E\{P_N\} = R\Gamma\left(1 + \frac{1}{a}\right) + R_0\frac{\sqrt{\pi}}{2}, \quad (3.4)$$

$$E\{P_N^2\} = R^2\Gamma\left(1 + \frac{2}{a}\right) + R_0R\sqrt{\pi}\Gamma\left(1 + \frac{1}{a}\right) + R_0^2, \quad (3.5)$$

$$\text{var}\{P_N\} = R^2\left[\Gamma\left(1 + \frac{2}{a}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{a}\right)\right] + R_0^2\left(1 - \frac{\pi}{4}\right), \quad (3.6)$$

em que $\Gamma(\cdot)$ é a função Gamma, $E\{\cdot\}$ é o operador esperança e $\text{var}\{\cdot\}$ é o operador variância.

A distribuição de probabilidade de magnitude é dada por [28]

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P_N > \rho_n) &= \int_{\rho_n}^{\infty} p_{P_N}(\rho_n) d\rho_n \\ &= \exp\left[-\left(\frac{\rho_n}{R}\right)^a\right] + \int_0^{\rho_n} \left(\frac{av^{a-1}}{R^a}\right) \exp\left[-\left(\frac{v}{R}\right)^a\right] \exp\left(-\frac{(\rho_n - v)^2}{R_0^2}\right) dv, \end{aligned} \quad (3.7)$$

e, portanto, sua função de distribuição cumulativa é simplesmente o seu complemento.

Por fim, é importante introduzir o parâmetro γ^2 , que relaciona a razão da energia entre a componente impulsiva e a componente Gaussiana do ruído. O parâmetro é dado por

$$\gamma^2 = \frac{E\{\Upsilon^2\}}{E\{\Xi^2\}} = \frac{R^2\Gamma(1 + 2/a)}{R_0^2}. \quad (3.8)$$

3.3 Parâmetros

Conforme veremos mais adiante, para realizarmos o cálculo numérico a fim de estimarmos a capacidade restrita do canal, será necessário realizar uma aproximação da função densidade de probabilidade expressa na Equação 3.3 a fim de contornar problemas de convergência no cálculo numérico. Assim sendo, iremos apresentar nesta seção os parâmetros utilizados para avaliar as aproximações realizadas. É importante ressaltar que ao utilizarmos mais de um parâmetro para avaliação da aproximação temos critérios de desempate caso duas aproximações obtivessem o mesmo valor para um determinado parâmetro.

3.3.1 Soma dos Resíduos ao Quadrado

A soma dos resíduos ao quadrado é dada por

$$SRQ = \sum_{i=1}^{\Psi} (s_i - \hat{s}_i)^2, \quad (3.9)$$

sendo que s é a série a ser aproximada, no nosso caso a função densidade de probabilidade do ruído atmosférico, \hat{s} é a aproximação de s que se está avaliando e Ψ é a quantidade de elementos das séries.

3.3.2 R-quadrado

A métrica R-quadrado (RQ) é expressa por

$$RQ = 1 - \frac{SRQ}{SQ}, \quad (3.10)$$

sendo que SRQ é a soma dos resíduos ao quadrado e SQ é dada por

$$SQ = \sum_{i=1}^{\Psi} (s_i - \bar{s})^2, \quad (3.11)$$

sendo que \bar{s} é a média da série a ser aproximada.

3.3.3 Raiz do Erro Quadrático Médio

Essa métrica é dada por

$$REQM = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{\Psi} (s_i - \hat{s}_i)^2}{\Psi}}. \quad (3.12)$$

3.3.4 Divergência de Kullback-Leibler

A divergência de Kullback-Leibler é uma medida que indica a diferença entre duas funções densidade de probabilidade. Ela é dada por

$$D_{KL}(Q_1||Q_2) = \int_{-\infty}^{\infty} Q_1(q) \log \frac{Q_1(q)}{Q_2(q)} dq, \quad (3.13)$$

em que $Q_1(q)$ é a função a ser aproximada e $Q_2(q)$ é a função utilizada para aproximação. O valor de D_{KL} sempre é maior ou igual a zero, já que, é verificada a quantidade de informação que se perde ao se estimar a função densidade de probabilidade $Q_1(q)$ pela função $Q_2(q)$, ou seja, quanto mais próximo o valor de $D_{KL}(Q_1||Q_2)$ de zero, melhor será a aproximação da função $Q_2(q)$ para a função $Q_1(q)$.

3.4 Metodologia para Estimar a Capacidade Restrita do Canal

A capacidade restrita do canal é diferente da capacidade de canal de Shannon, pois restringe-se a função densidade de probabilidade da fonte, ou seja, é basicamente a informação mútua considerando esta restrição. Assim sendo, para estimar a capacidade restrita do canal, o canal de comunicação exibido na Figura 3.1 foi considerado.

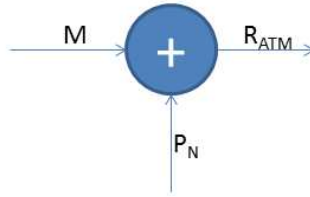


Figura 3.1: Canal de comunicação com ruído atmosférico.

Neste canal, M é a entrada do canal, P_N é o ruído atmosférico e R_{ATM} é a saída do canal, dada pela soma dos dois elementos anteriores.

Depois de definir este canal, utilizamos a seguinte fórmula [30] para estimarmos a capacidade restrita do canal

$$I(M; R_{ATM}) = \sum_{i=0}^{L-1} Pr(IN_i) \int_{-\infty}^{\infty} p_{R_{ATM}|IN_i}(r_{atm}|IN_i) \log_2 \left[\frac{p_{R_{ATM}|IN_i}(r_{atm}|IN_i)}{\sum_{l=0}^{L-1} Pr(IN_l) p_{R_{ATM}|IN_l}(r_{atm}|IN_l)} \right] dy, \quad (3.14)$$

em que, IN_i é o símbolo pertencente ao alfabeto, $Pr(IN_i)$ é a probabilidade de gerar o símbolo IN_i e $p_{R_{ATM}|IN_i}(r_{atm}|IN_i)$ é a função densidade de probabilidade da saída do canal dado que se envia IN_i . É importante ressaltar que a entrada do canal é discreta, logo, M pode assumir os valores IN_i pertencentes ao alfabeto de entrada, sendo a cardinalidade do alfabeto igual a L . Para

o caso estudado, tem-se $IN_i = \{-1, 1\}$ e $L = 2$, e estes símbolos foram considerados para a entrada do canal uma vez que é comum a utilização de modulação BPSK (do inglês *Binary Phase Shift Keying*) para comunicações através da terra.

Para se realizar a estimativa da capacidade restrita através de cálculo numérico utilizando a Equação 3.14, é necessário ter a função densidade de probabilidade do ruído. Entretanto, existem problemas de convergência no cálculo numérico da convolução da Equação (3.3) que não permitem o uso dessa equação diretamente no cálculo da capacidade restrita do canal. Portanto, criamos a metodologia abaixo para contornar este problema:

1. Primeiramente, obtemos a distribuição de probabilidade de magnitude numericamente com (3.7);
2. Após isso, obtemos o complemento da distribuição de probabilidade de magnitude;
3. Em seguida, realizamos uma diferenciação numérica a fim de se obter a função densidade de probabilidade;
4. Posteriormente, verificamos equações que possibilitassem uma boa aproximação para os pontos obtidos por diferenciação numérica;
5. Analisamos a aproximação considerando diferentes parâmetros: soma dos resíduos ao quadrado, *R-quadrado*, raiz do erro quadrático médio e divergência de Kullback-Leibler;
6. Fazemos essa aproximação para a RSR variando de -10 a 10 dB, e ao se manter a potência do sinal como unitária, obtemos $E\{P_N^2\}$ através de: $RSR = \frac{1}{E\{P_N^2\}}$;
7. Ao se obter o valor de $E\{P_N^2\}$, fixamos os parâmetros a e γ , podendo obter diferentes valores de R e R_0 , a partir de (3.5) e (3.8);
8. Assim obtemos a equação que descreve a função densidade de probabilidade da magnitude do fador ruído, e para se obter a função densidade de probabilidade conjunta, consideramos que as variáveis aleatórias da magnitude e da fase do fador ruído são independentes e, assim, multiplicamos as duas funções densidade de probabilidade. Para isso, consideramos uma fase uniforme entre 0 e 2π ;
9. Então, realizamos uma transformação de variáveis, utilizando o método do Jacobiano [31], para se conseguir a função densidade de probabilidade conjunta em coordenadas cartesianas. A seguinte equação ilustra a transformação para coordenadas cartesianas:

$$p_{X_N, Y_N}(x_n, y_n) = p_{P_N, \Theta_N} \left(\sqrt{x_n^2 + y_n^2}, \arctan \left(\frac{y_n}{x_n} \right) \right) \left| \frac{\partial(\rho_n, \theta_n)}{\partial(x_n, y_n)} \right|, \quad (3.15)$$

em que $p_{X_N, Y_N}(x_n, y_n)$ é a função densidade de probabilidade conjunta do ruído em coordenadas cartesianas e $p_{P_N, \Theta_N}(\rho_n, \theta_n)$ é a função densidade de probabilidade conjunta do ruído em coordenadas polares.

Realizamos esse método para dois valores de impulsividade, alterando o parâmetro γ^2 , para compreender melhor como a componente impulsiva pode prejudicar a comunicação.

3.5 Avaliando a Aproximação da Função Densidade de Probabilidade

Conforme explicado na Seção 3.4, realizamos a aproximação dos pontos obtidos por diferenciação numérica. Para verificar possíveis equações que possibilitassem a aproximação, utilizamos a *Toolbox CFTOOL* do *Matlab*. Ao analisar os parâmetros mencionados anteriormente, selecionamos a seguinte equação para realizar a aproximação dos pontos obtidos por diferenciação numérica:

$$g_{aprox}(\rho_n) = \frac{c_{n1}\rho_n^5 + c_{n2}\rho_n^4 + c_{n3}\rho_n^3 + c_{n4}\rho_n^2 + c_{n5}\rho_n + c_{n6}}{c_{d1}\rho_n^5 + c_{d2}\rho_n^4 + c_{d3}\rho_n^3 + c_{d4}\rho_n^2 + c_{d5}\rho_n + c_{d6}}. \quad (3.16)$$

Vale ressaltar que se escolhem os coeficientes do numerador e denominador de (3.16) a fim de otimizar os parâmetros citados na Subseção 3.3. A Figura 3.2 exibe um exemplo da aproximação realizada:

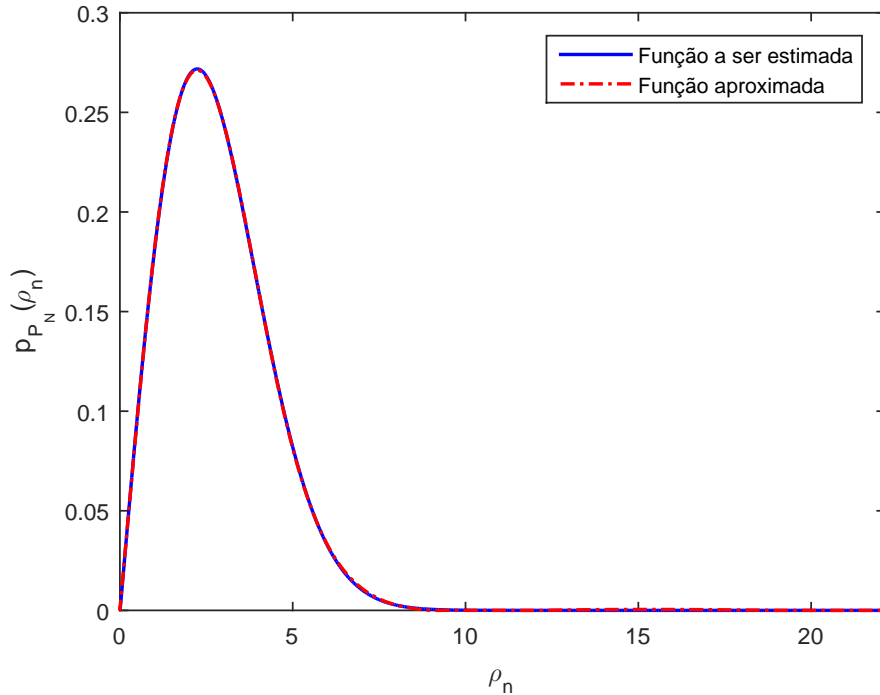


Figura 3.2: Funções densidade de probabilidade para $a = 1$, $\gamma^2 = 10^{-5}$ e RSR = -10 dB.

Os resultados dos parâmetros mencionados na Subseção 3.3 são apresentados nas Tabelas 3.1 e 3.2. A Tabela 3.1 leva em consideração um cenário em que a impulsividade do ruído é menor que o da Tabela 3.2. É importante ressaltar que os coeficientes selecionados para a Equação 3.16

geraram valores do parâmetro RQ que tendem a um, uma vez que o valor de SQ é muito maior que o valor de SRQ.

<i>RSR (dB)</i>	<i>SRQ</i>	<i>RQ</i>	<i>REQM</i>
-10	0,004326	1	0,0004422
-8	0,0001784	1	0,0001008
-6	0,006864	1	0,0007012
-4	0,0002827	1	0,0001597
-2	0,01088	1	0,001112
0	0,0137	1	0,0014
2	0,0005636	1	0,0003187
4	0,0007089	1	0,0004011
6	0,02734	1	0,002795
8	0,004674	1	0,001297
10	0,005882	1	0,001634

Tabela 3.1: Parâmetros para avaliar aproximações considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$.

<i>RSR (dB)</i>	<i>SRQ</i>	<i>RQ</i>	<i>REQM</i>
-10	0,0006409	1	0,0001702
-8	0,0008068	1	0,0002143
-6	0,001016	1	0,0002698
-4	0,001772	1	0,0003998
-2	0,002231	1	0,0005034
0	0,002808	1	0,0006338
2	0,003535	1	0,000798
4	0,00321	1	0,0008536
6	0,00404	1	0,001075
8	0,005084	1	0,001353
10	0,006395	1	0,001704

Tabela 3.2: Parâmetros para avaliar aproximações considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10$.

Depois de realizarmos essa primeira avaliação, realizamos o cálculo da divergência de Kullback-Leibler, conforme é ilustrado nas Tabelas 3.3 e 3.4.

<i>RSR (dB)</i>	<i>Divergência de Kullback-Leibler</i>
-10	0,0110
-8	0,00063403
-6	0,0136
-4	0,00013184
-2	0,0108
0	0,0124
2	0,0021
4	0,0019
6	0,0129
8	0,0051
10	0,0062

Tabela 3.3: Divergência de Kullback-Leibler para diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$.

<i>RSR (dB)</i>	<i>Divergência de Kullback-Leibler</i>
-10	0,0009922
-8	0,00022382
-6	0,00075886
-4	0,00043554
-2	0,00046907
0	0,00013922
2	0,00020938
4	0,00010858
6	0,0011
8	0,0010
10	0,00095616

Tabela 3.4: Divergência de Kullback-Leibler para diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10$.

Ao analisarmos os valores obtidos com os parâmetros, é notável que as aproximações geraram bons resultados, visto que os valores de REQM e SRQ são inferiores a 10^{-2} , RQ tende a 1 e o pior caso da divergência de Kullback-Leibler é igual a 0,0136. A partir das aproximações, geramos a função densidade de probabilidade conjunta.

Após isso, realizamos numericamente o cálculo da integral dupla para todos os possíveis valores de ruído, para verificarmos se este resultado seria próximo de um. Conforme é visto nas Tabelas 3.5 e 3.6, os resultados são próximos de um, sendo o maior erro igual a 0,002.

<i>RSR (dB)</i>	<i>Integral</i>
-10	1,00226947067643
-8	1,00015169506381
-6	1,00108381568702
-4	1,00051513574043
-2	1,00261819231967
0	1,00193215183941
2	1,0002848466593
4	1,00088867896312
6	1,00156821215486
8	1,00066106017042
10	0,999951466417541

Tabela 3.5: Resultado da integral para todos valores da função densidade de probabilidade conjunta considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$.

<i>RSR (dB)</i>	<i>Integral</i>
-10	0,999696975317488
-8	1,0002899752892
-6	0,999877095703615
-4	1,00013201807555
-2	1,000123589089
0	1,0003723571706
2	1,00036280682459
4	1,00034645865652
6	0,999628488589206
8	0,999543896146050
10	0,999319509288148

Tabela 3.6: Resultado da integral para todos valores da função densidade de probabilidade conjunta considerando diferentes valores de RSR: $a = 1$ e $\gamma^2 = 10$.

3.6 Estimação da Capacidade Restrita do Canal

Após verificarmos que a avaliação da aproximação da função de densidade de probabilidade obteve bons resultados, utilizamos a Equação 3.14, considerando dois casos de ruído atmosférico com valores distintos de impulsividade e estes casos foram comparados com o do ruído gaussiano. Os resultados obtidos estão exibidos na Figura 3.3.

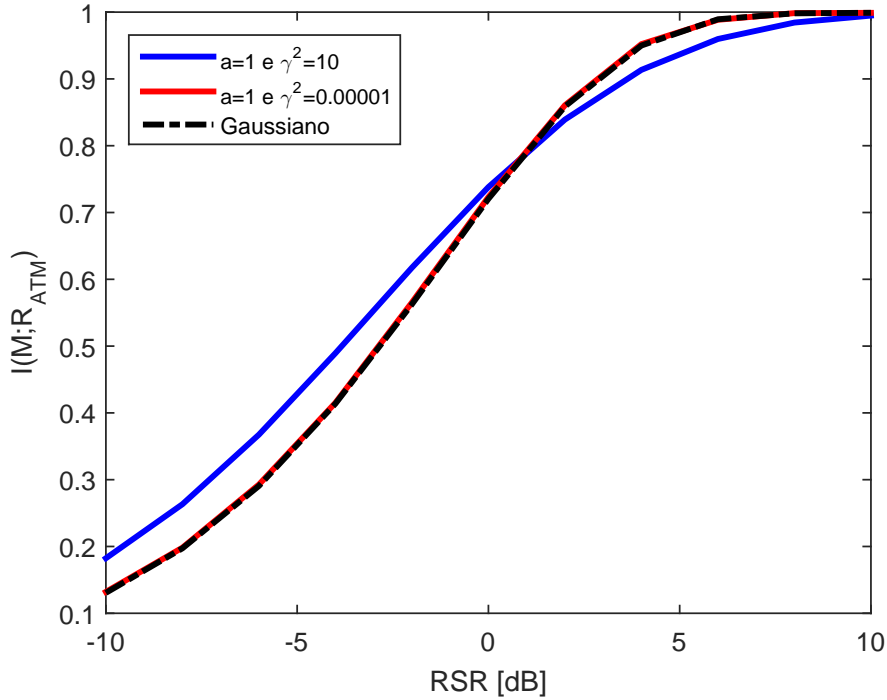


Figura 3.3: Capacidade restrita pela RSR, considerando ruído Gaussiano e dois casos de ruído atmosférico.

Primeiramente, é perceptível que para valores de RSR maiores ou iguais a 2 dB, a capacidade restrita do canal foi menor do que o do caso Gaussiano para o caso em que $\gamma^2 = 10$. Portanto, o resultado obtido pode parecer contraditório, já que o pior caso de capacidade de canal de Shannon seria considerando a presença de ruído Gaussiano. Entretanto, como a análise realizada considera a capacidade restrita, o pior caso é para um ruído que é uma mistura de duas funções massa de probabilidade de reticulado [32].

Além disso, vale ressaltar que para o caso em que $\gamma^2 = 10^{-5}$, o resultado ficou semelhante à situação que considera ruído Gaussiano. Este resultado valida a abordagem desenvolvida, pois ao diminuirmos o valor de γ^2 , a energia da componente impulsiva do ruído atmosférico também diminui, conseqüentemente, há a predominância da componente Gaussiana no ruído atmosférico. Portanto, a capacidade restrita do canal deve ser semelhante ao caso do ruído Gaussiano puro.

Por fim, é importante avaliar como γ^2 altera os valores da capacidade restrita do canal. É perceptível que para pequenos valores de RSR, valores pequenos de γ^2 irão gerar valores menores de capacidade restrita do canal. Todavia, para valores maiores de RSR, valores maiores de γ^2

geram valores menores de capacidade restrita do canal. Para verificar esta afirmação, realizamos o cálculo da capacidade restrita para um valor fixo de RSR e para mais dois valores de γ^2 , conforme é ilustrado na Figura 3.4. Ao observar a figura, percebemos que a afirmação realizada anteriormente pode ser validada.

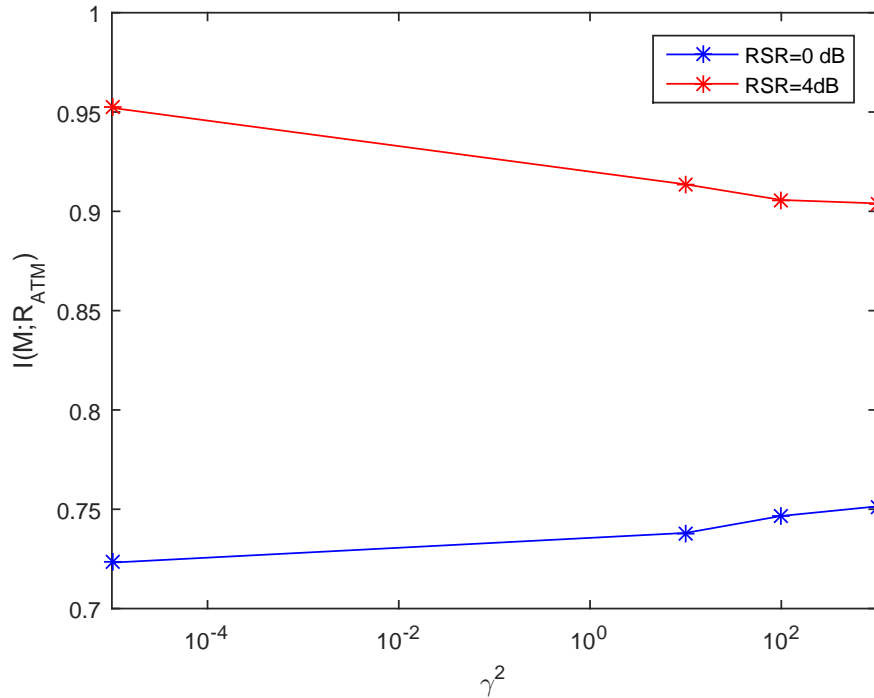


Figura 3.4: Impulsividade pela capacidade restrita, considerando dois casos de RSR.

A partir destes resultados, conseguimos limiares teóricos da capacidade restrita do canal ao considerarmos entradas binárias equiprováveis. Tais limiares são importantes, pois torna possível a avaliação de receptores de sistemas de comunicação que estão sob a presença do ruído atmosférico.

Capítulo 4

Análise dos Ruídos Atmosférico e Antrópico em Sistemas de Comunicação Através da Terra

Neste capítulo, explicamos de modo sucinto a origem do ruído antrópico. Posteriormente, elucidamos as metodologias para analisar a frequência instantânea de harmônicos e as medições realizadas exibindo os resultados de ambas análises.

4.1 Introdução

Neste capítulo, analisamos o ruído existente em comunicações através da terra, que é composto pelo ruído atmosférico e pelo ruído antrópico. Conforme veremos no decorrer do capítulo, o ruído antrópico é predominante nas baixas frequências, ocupando parte da banda de transmissão de sistemas de comunicações através da terra. Todavia, este ruído poderá ter uma potência muito superior às potências do ruído atmosférico e do sinal recebido de um sistema de comunicação TTE. Portanto, é de grande importância compreender as características do ruído antrópico para se possibilitar seu cancelamento de modo efetivo.

4.2 Ruído Antrópico

O ruído antrópico é usualmente proveniente dos harmônicos de linhas de transmissão de potência ou de equipamentos utilizados na mineração, sendo dominante em frequências de até 1 kHz. É interessante ressaltar que os harmônicos gerados não são sinais determinísticos e seus espectros não são impulsos localizados em uma frequência específica, mas sim, ocupam uma certa banda e são centrados em suas frequências nominais, como se estivessem sendo modulados por um sinal aleatório [29].

4.3 Análise da Frequência Instantânea

A fim de compreendermos melhor como a variação da frequência instantânea ocorre, obtivemos valores da frequência instantânea do sistema elétrico de potência do continente europeu amostrados a cada segundo, coletados de 09/09/2012 até 15/09/2012, totalizando 6048000 amostras, e disponibilizados na internet [33]. A partir destes dados, realizamos as seguintes análises:

- Geramos o histograma dos dados;
- Verificamos a aproximação para a função densidade de probabilidade Gaussiana;
- Obtivemos a função de autocorrelação dos dados.

A Figura 4.1 ilustra o histograma dos dados e a aproximação para a função Gaussiana. No caso, a função Gaussiana possui os seguintes parâmetros: média igual a 49,9983 e desvio padrão igual a 0,020511.

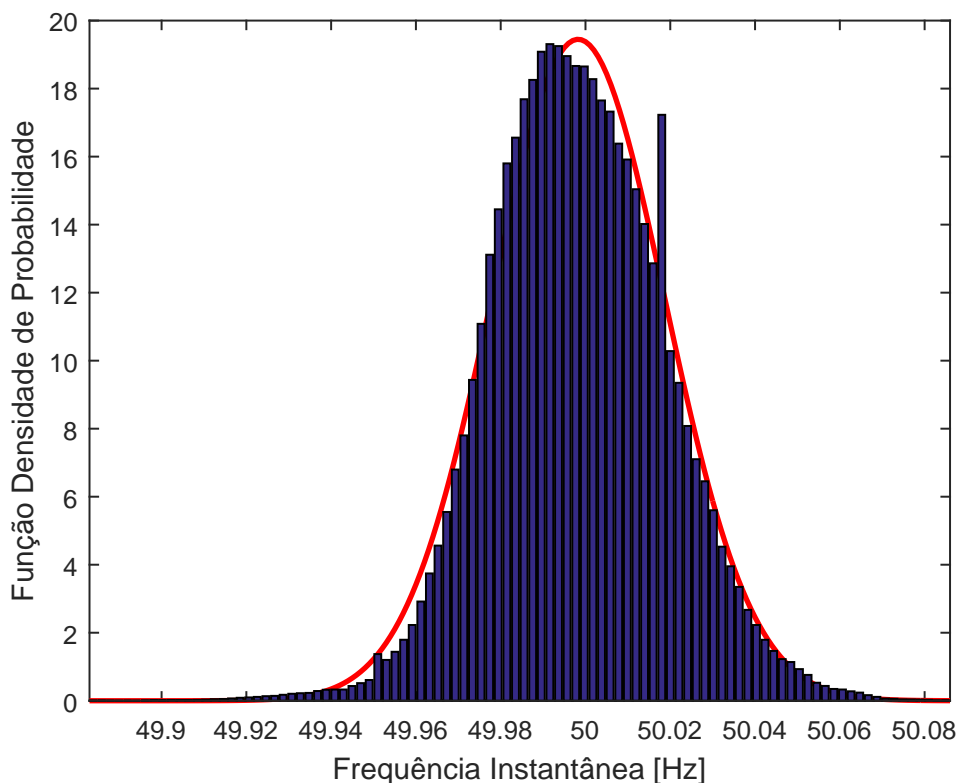


Figura 4.1: Função densidade de probabilidade da frequência instantânea.

Por sua vez, a Figura 4.2 ilustra a função de autocorrelação. No caso, realizamos deslocamentos temporais de até uma hora, sendo perceptível que para pequenos deslocamentos no tempo a série possui um valor de autocorrelação significativo, permanecendo superior a 0,9 por deslocamentos de até 16 segundos.

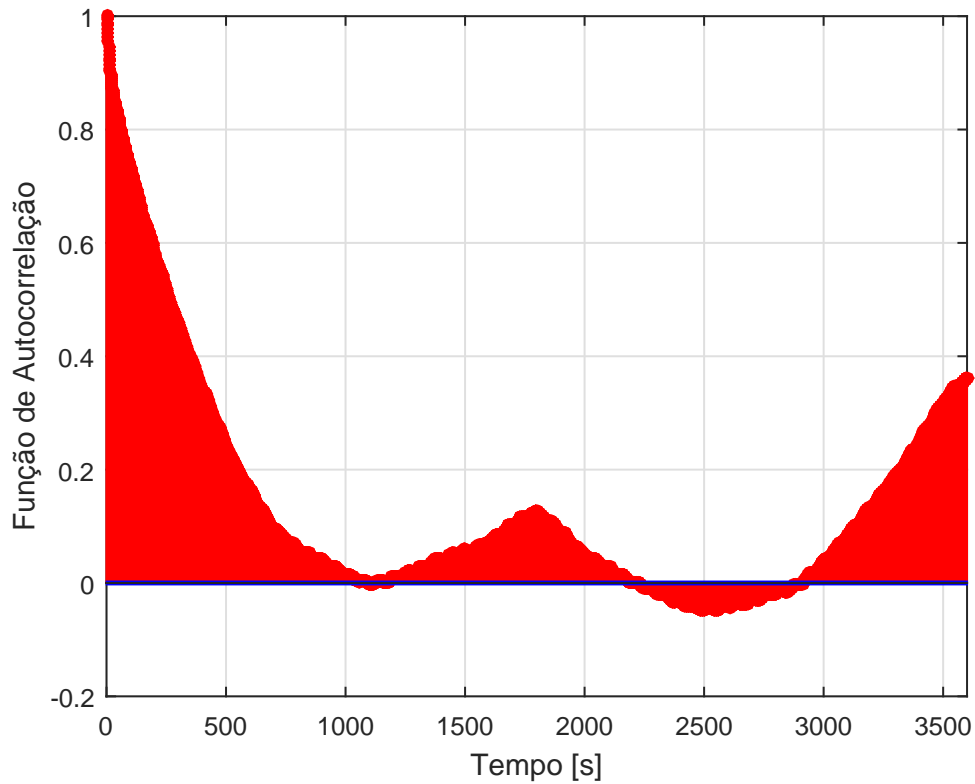


Figura 4.2: Função de autocorrelação da frequência instantânea.

4.4 Análise de Ruído em Comunicações TTE

A fim de investigarmos o ruído presente em minas subterrâneas, realizamos uma análise através de amostras coletadas pela empresa canadense *Vital Alert* [34]. As amostras foram obtidas na mina Edgar Mine [35], que é pertencente à *Colorado School of Mines*, e é utilizada como um laboratório.

Para a captura das amostras de ruído, uma antena de três eixos foi utilizada, podendo assim realizar a separação do ruído em componentes ortogonais. A Figura 4.3 ilustra um exemplo de uma antena *loop* passiva de três eixos utilizada para realizar medições de campo magnético.



Figura 4.3: Antena *loop* passiva de três eixos. Fonte: [4]

Além do mais, uma taxa de amostragem de 96000 amostras por segundo foi utilizada, sendo que o procedimento foi realizado considerando uma duração de 20 segundos. Levando esses detalhes em consideração, três situações foram analisadas para compreender melhor o ruído, com suas características resumidas a seguir:

1. Local: *Compressor House* - Sem utilização de nenhum equipamento (somente luzes fluorescentes);
2. Local: *Compressor House* - Sistema de refrigeração ligado;
3. Local: *Compressor House* - Sistema de refrigeração ligado e antena de 3 eixos foi movida para debaixo do motor do compressor (nível de ruído de aproximadamente 1V);

Inicialmente, geramos os gráficos temporal e da densidade espectral de potência (DEP) do ruído no eixo X da antena, ilustrados nas Figuras 4.4 e 4.5.

Nos gráficos ilustrados na Figura 4.4, é possível verificar uma amplitude máxima de ruído de aproximadamente 0,03 V. Além disso, é perceptível como as frequências acima de 10 kHz possuem um impacto muito menor na densidade espectral de potência do ruído.

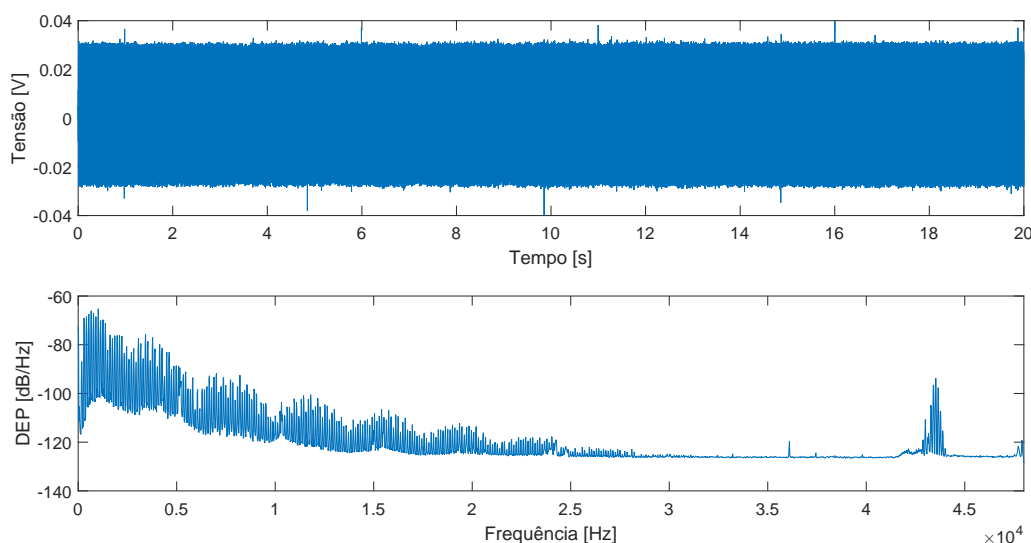


Figura 4.4: Série temporal e densidade espectral de potência do ruído de comunicações TTE para situação 1, considerando o eixo X da antena.

Posteriormente, realizamos uma aproximação em ambos os gráficos conforme pode ser observado na Figura 4.5. Ao se observar a série temporal, é visível um certo periodismo no sinal e, ao se observar a densidade espectral de potência, notam-se as frequências dos harmônicos ímpares de 60Hz. Todavia, nota-se a grande atenuação da frequência de 180Hz e a praticamente inexistência da frequência de 60Hz, este comportamento vai de acordo com a teoria, uma vez que o canal de comunicações TTE provoca uma atenuação mais significativa nas baixas frequências.

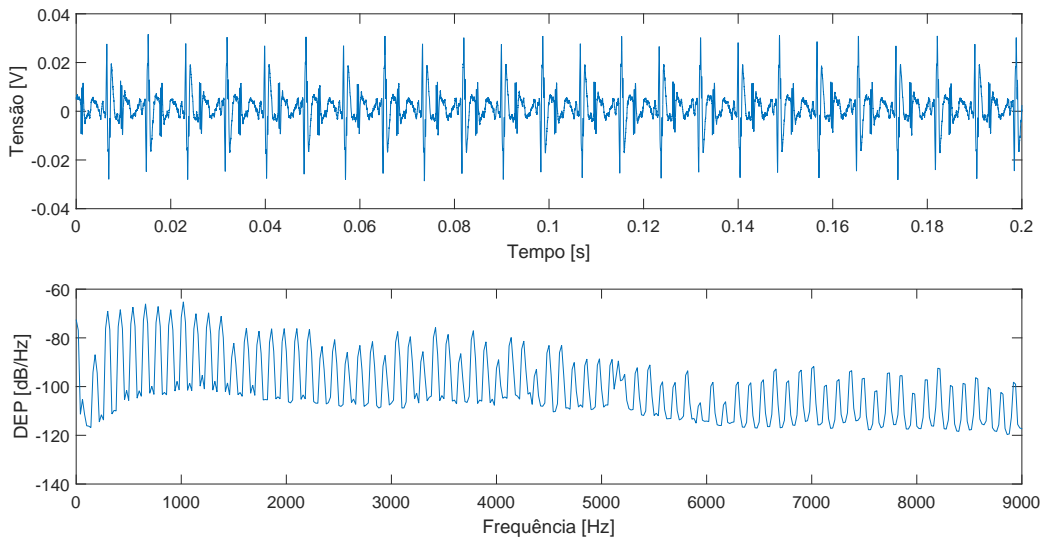


Figura 4.5: Série temporal e densidade espectral de potência do ruído de comunicações TTE ampliados para situação 1, considerando o eixo X da antena.

Posteriormente, obtivemos o módulo dos dados a fim de calcular o histograma do módulo do ruído para encontrarmos uma equivalência entre o ruído existente e a função de densidade de probabilidade do ruído atmosférico. A Figura 4.6 ilustra o histograma gerado. É interessante notar uma densidade muito maior para valores pequenos de tensão.

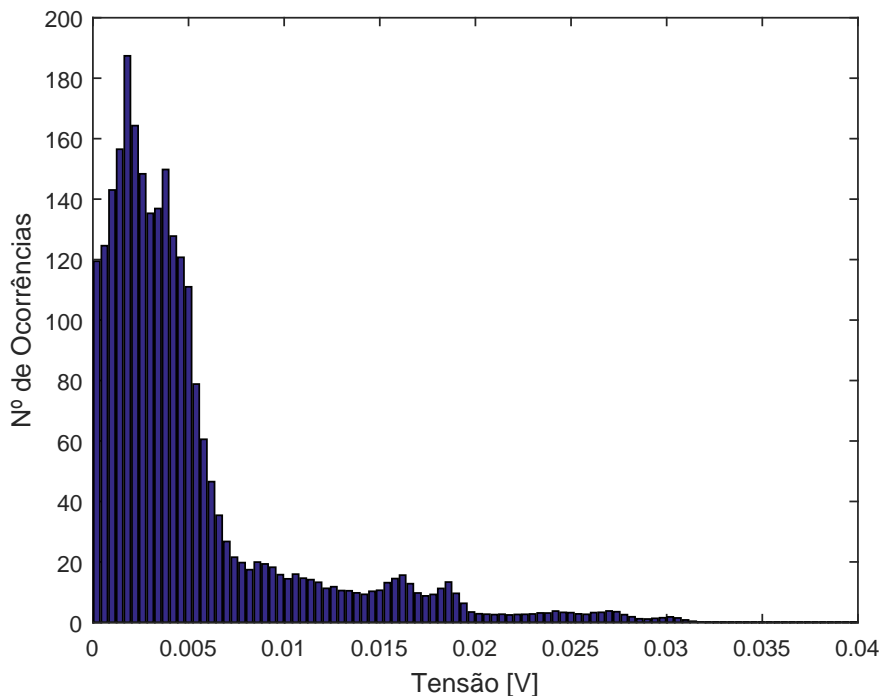


Figura 4.6: Histograma do módulo do ruído de comunicações TTE para situação 1, considerando o eixo X da antena.

Após realizar o histograma, calculamos a função de distribuição cumulativa experimental. A metodologia desenvolvida para realizar o cálculo da função de distribuição cumulativa experimental está situada no pseudo-código abaixo:

Algoritmo 1 Cálculo da Função de Distribuição Cumulativa Teórica

Entrada: $amostrasV$

```

1:  $[H, I] \leftarrow \text{histograma}(\text{módulo}(amostrasV))$ 
2: Cria o vetor  $tensao$  - linearmente espaçado entre o mínimo e o máximo do módulo de  $amostrasV$ 
3: Cria o vetor  $cdftensao$  - vetor de zeros do tamanho do vetor  $tensao$ 
4: Função A_OTIMO( $cdftensao, amostrasV, tensao, H, I$ )
5:    $a\_min \leftarrow 0, 1$ , inicializa as variáveis  $mse\_min$ ,  $cdf\_final$ ,  $R\_min$  e  $R_0\_min$ 
6:   para  $j = 0, 1:0, 1:2$  faça
7:      $a\_atual \leftarrow j$ 
8:     Função CALCULA_PARAM( $\text{módulo}(amostrasV), a\_atual$ )
9:        $Momento\_1 \leftarrow \text{média}(\text{módulo}(amostrasV))$ 
10:       $Momento\_2 \leftarrow \text{média}(\text{módulo}(amostrasV)^2)$ 
11:       $[R, R_0] \leftarrow \text{resolver Equações 3.4 e 3.5 considerando o valor de } a\_atual$ 
12:      retornar  $R, R_0$ 
13:    fim Função
14:     $[R\_atual, R_0\_atual] \leftarrow \text{encontrar o par dentre as soluções de } R \text{ e } R_0 \text{ que é positivo}$ 
15:    para  $i = 1:\text{tamanho}(tensao)$  faça
16:      Função CDF_FIELD_LEW( $tensao(i), a\_atual, R\_atual, R_0\_atual$ )
17:         $cdftensao(i) \leftarrow \text{complemento da solução da Equação 3.7, considerando os valores}$ 
18:        retornar  $cdftensao(i)$ 
19:      fim Função
20:    fim para
21:    Calcula a função de distribuição cumulativa experimental a partir do histograma
22:     $mse\_atual \leftarrow \text{Calcula o erro quadrático médio entre o vetor } cdftensao \text{ e o vetor da}$ 
23:    se  $mse\_atual < mse\_min$  então
24:       $mse\_min \leftarrow mse\_atual$ 
25:       $a\_min \leftarrow a\_atual$ 
26:       $cdf\_final \leftarrow cdftensao$ 
27:       $R\_min \leftarrow R\_atual$ 
28:       $R_0\_min \leftarrow R_0\_atual$ 
29:    fim se
30:  fim para
31:  retornar  $mse\_min, a\_min, cdf\_final, R\_min$  e  $R_0\_min$ 
32: fim Função
33:  $gamma^2 \leftarrow \text{resolver a Equação 3.8}$ 

```

É interessante ressaltar que a função distribuição cumulativa teórica está considerando a presença do ruído antrópico e do ruído atmosférico, ou seja, foram encontrados os parâmetros utilizados na função de distribuição cumulativa do ruído atmosférico para um ruído que é a soma do ruído atmosférico e do ruído antrópico.

A Figura 4.7 ilustra as funções de distribuição cumulativa experimental e teórica para o eixo X da antena, já as Tabelas 4.1 e 4.2 ilustram os parâmetros a , γ , R e R_0 para cada um dos três eixos da antena, indicados através dos subscritos dos parâmetros.

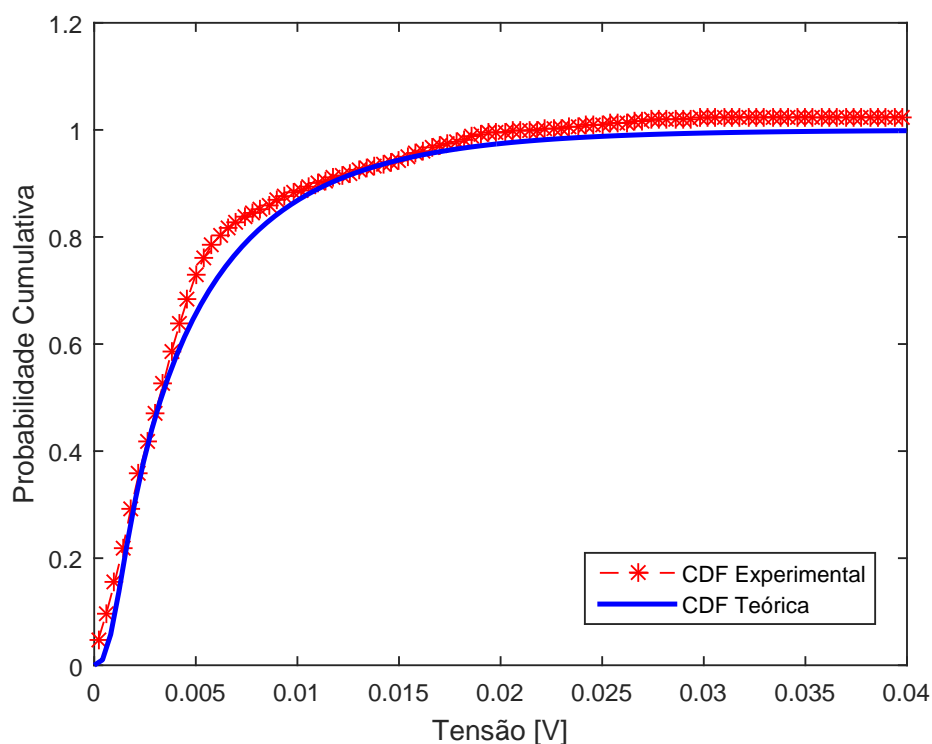


Figura 4.7: Funções de distribuição cumulativa experimental e teórica para situação 1, considerando o eixo X da antena.

<i>Situação</i>	a_x	a_y	a_z	γ_x	γ_y	γ_z
1	0,8	0,8	1,4	6,854	16,7296	82,0425
2	0,9	0,8	1,1	5,5576	10,0625	13,8668
3	1,2	1,1	1	17,2186	20,7068	39,6200

Tabela 4.1: Quadro Comparativo - a e γ .

<i>Situação</i>	R_x	R_y	R_z	R_{0x}	R_{0y}	R_{0z}
1	0,0038	0,0046	0,0043	0,0010	$4,9966 \cdot 10^{-4}$	$5,8571 \cdot 10^{-5}$
2	0,0050	0,0044	0,0037	0,0014	$7,9059 \cdot 10^{-4}$	$3,5092 \cdot 10^{-4}$
3	0,1487	0,0906	0,2097	0,0106	0,0057	0,0075

Tabela 4.2: Quadro Comparativo - R e R_0 .

Por fim, geramos os espectrogramas da antenna a fim de se verificar como ocorre o comportamento do ruído através do tempo. As Figuras 4.8 e 4.9 ilustram o comportamento para a situação 1 descrita no início desta seção. Na Figura 4.8, é visível que as frequências do ruído que são mais significativas estão situadas abaixo de 5kHz.

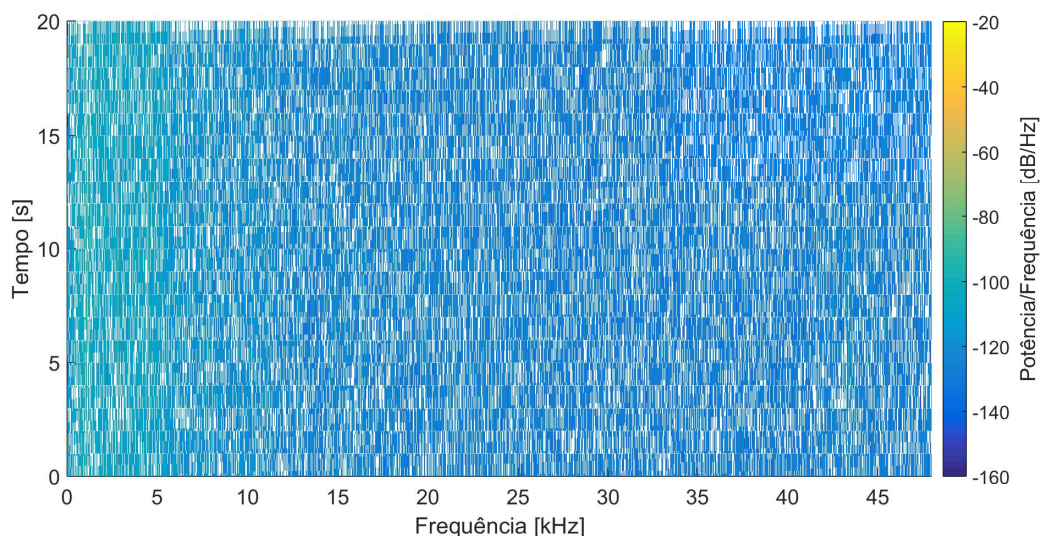


Figura 4.8: Espectrograma do ruído para situação 1, considerando o eixo X da antenna.

E ao realizarmos a ampliação nas baixas frequências, Figura 4.9, fica notável como os harmônicos ímpares de 60 Hz interferem significativamente. Também é interessante notar que não ocorrem desvios significativos dos harmônicos para frequências aos seus arredores.

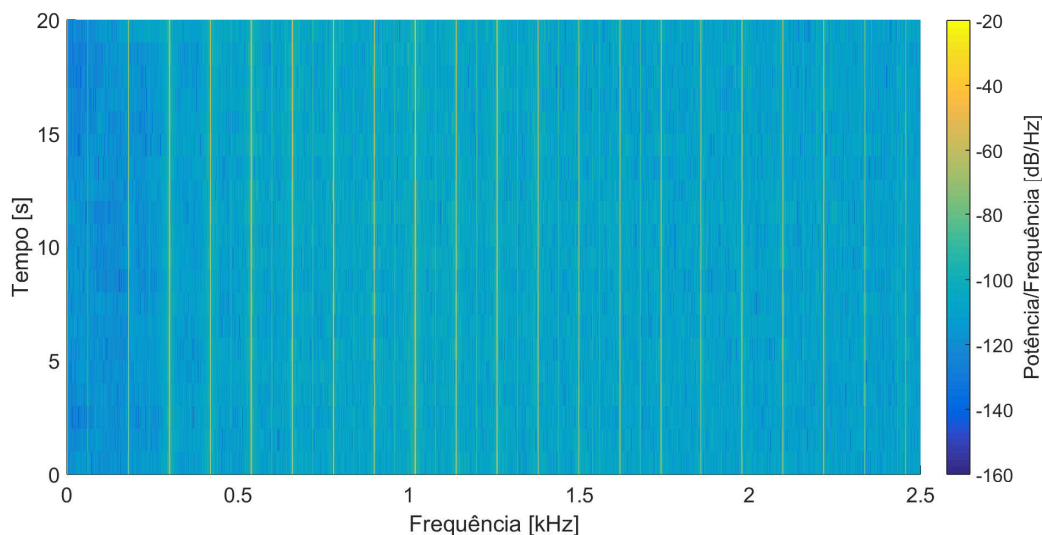


Figura 4.9: Espectrograma do ruído para situação 1 com ampliação nas baixas frequências, considerando o eixo X da antenna.

As Figuras 4.10 e 4.11 ilustram os espectrogramas gerados para a situação 2 descrita no iní-

cio desta seção. Os comentários realizados para a situação 2 são semelhantes aos já realizados para a situação 1. Todavia, vale a pena ressaltar como os harmônicos ímpares estão ainda mais significativos uma vez que o sistema de refrigeração estava ligado.

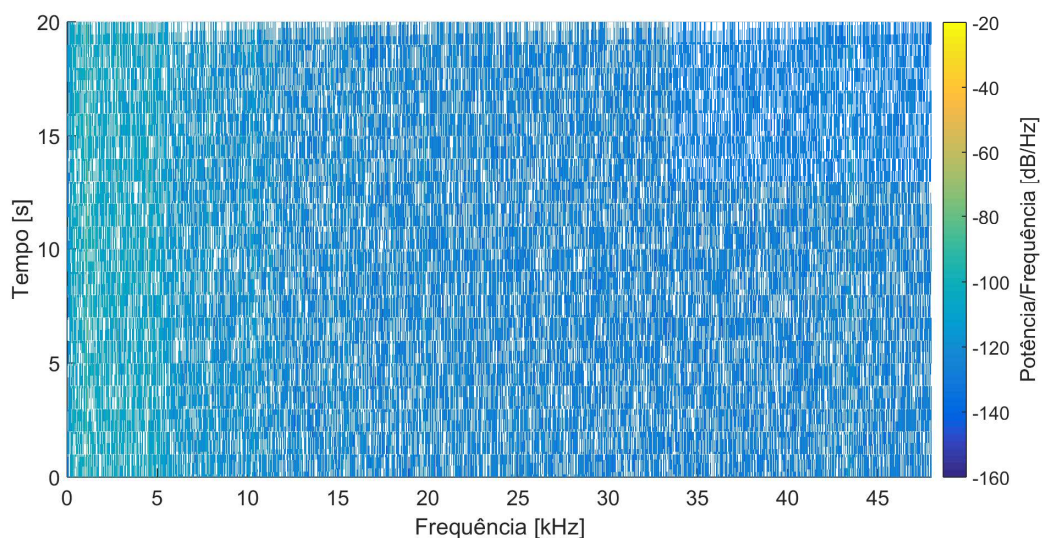


Figura 4.10: Espectrograma do ruído para situação 2, considerando o eixo X da antena.

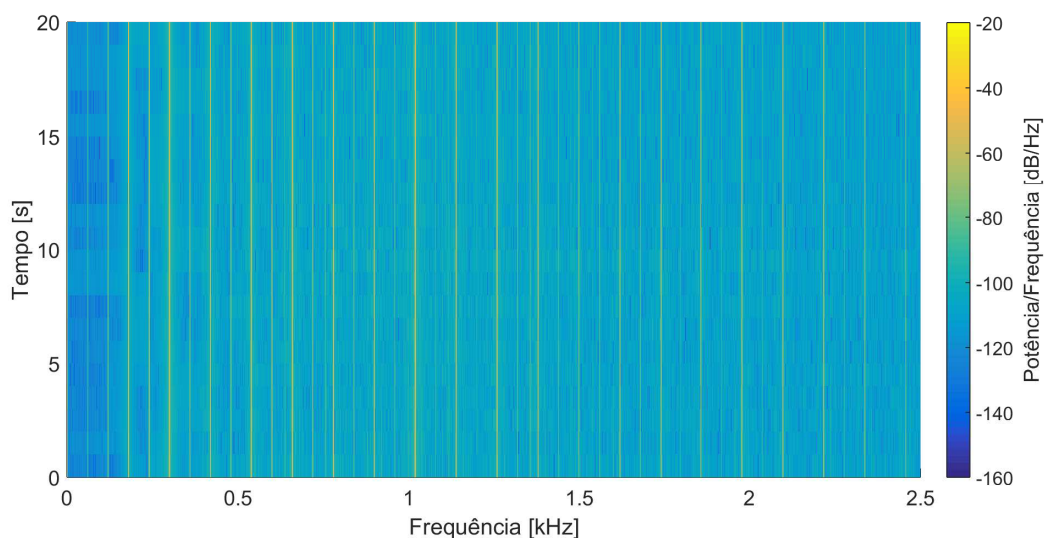


Figura 4.11: Espectrograma do ruído para situação 2 com ampliação nas baixas frequências, considerando o eixo X da antena.

As Figuras 4.12 e 4.13 ilustram os espectrogramas gerados para a situação 3. Os comentários realizados para situação 3 são semelhantes aos já realizados para as situações 1 e 2. Entretanto, os harmônicos ímpares estão mais significativos que os dois casos anteriores, já que o sistema de refrigeração estava ligado e a antena foi deslocada para debaixo do motor do compressor. Também

é interessante notar que os desvios dos harmônicos para frequências aos seus arredores são mais significativos.

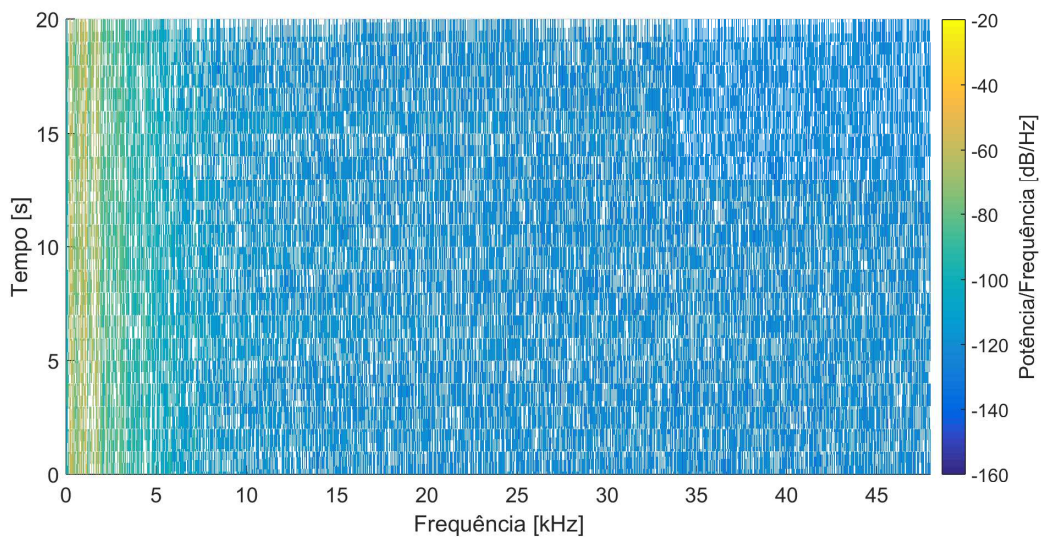


Figura 4.12: Espectrograma do ruído para situação 3, considerando o eixo X da antena.

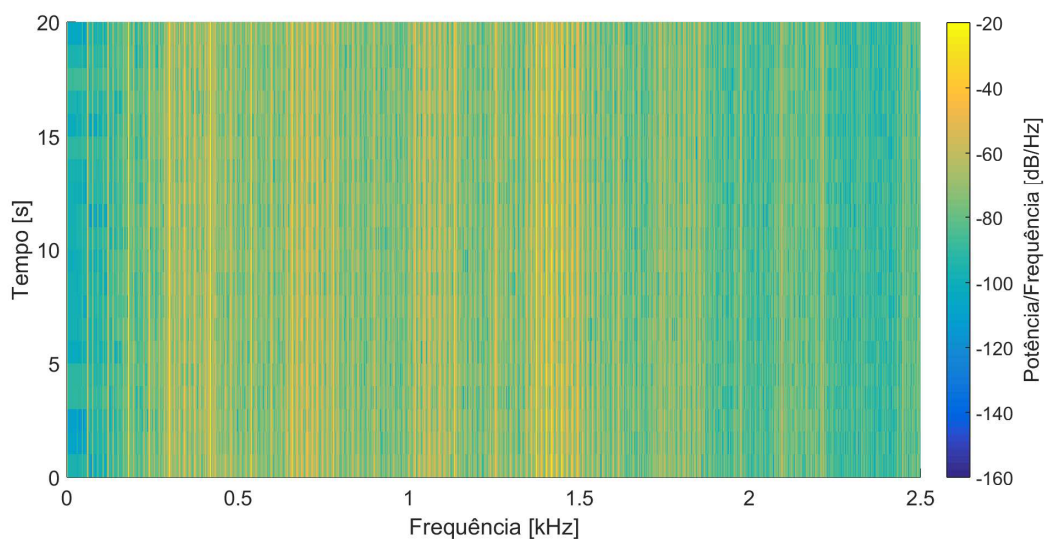


Figura 4.13: Espectrograma do ruído para situação 3 com ampliação nas baixas frequências, considerando o eixo X da antena.

A partir das análises feitas, notamos a variabilidade existente na frequência de harmônicos, que apesar de ser lenta, devemos levar em consideração para melhorar o desempenho de um enlace de comunicações através da terra, visto que, para as baixas frequências o ruído antrópico é predominante, conforme comprovamos ao analisarmos os espectrogramas. Além disso, vale ressaltar que a potência do ruído antrópico pode variar significativamente dependendo do cenário de mineração.

Capítulo 5

Técnicas para Compensação do Ruído Antrópico

Este capítulo ilustra as técnicas utilizadas para: estimar a frequência instantânea de um harmônico e estimar os parâmetros pertencentes ao harmônico, amplitude e fase. Posteriormente, explanamos a técnica de controle linear dos coeficientes do filtro digital adaptativo elaborada, levando em consideração o cenário de sistemas TTE. Após, explicamos a configuração da simulação de enlace e, por fim, ilustramos os resultados obtidos.

5.1 Introdução

Neste capítulo, desenvolvemos um simulador de enlace de comunicações através da terra. Neste simulador, levamos em consideração a interferência do ruído atmosférico e do ruído antrópico. Ao realizarmos as simulações, consideramos duas situações do ruído atmosférico: a primeira com componente Gaussiana predominante e a segunda com componente impulsiva predominante. Já para o ruído antrópico, verificamos duas situações: a primeira com os harmônicos do ruído antrópico em sua frequência nominal e a segunda com os harmônicos do ruído antrópico com um desvio da frequência nominal.

Para atenuarmos o efeito do ruído antrópico, utilizamos técnicas apresentadas na literatura para possibilitar o cancelamento após estimação da frequência instantânea [36], da amplitude e da fase [37] dos harmônicos. Além disso, propusemos a utilização de filtros digitais adaptativos IIR do tipo *notch* controlados linearmente, baseado na utilização de filtros digitais FIR (do inglês *Finite Impulse Response*) do trabalho [38], a fim de mitigarmos o ruído antrópico independente da flutuação da frequência instantânea dos harmônicos. No final do capítulo, comentamos os resultados obtidos na simulação e podemos verificar como a técnica proposta possui imunidade à variação da frequência instantânea dos harmônicos.

5.2 Algoritmos para Estimação de Harmônicos

Nesta seção são apresentados os algoritmos para a estimação da frequência instantânea, amplitude e fase de harmônicos.

5.2.1 Estimação da Frequência Instantânea

Conforme verificamos no Capítulo 4, o ruído antrópico é composto por harmônicos, sendo que os harmônicos não podem ser considerados como sinais determinísticos, pois a sua frequência, amplitude e fase irão variar com o tempo. Considerando esta observação, para possibilitar um bom desempenho do enlace de comunicações através da terra, é necessário estimar a frequência instantânea dos harmônicos com o objetivo de se mitigar o efeito do ruído antrópico.

A fim de se obter a frequência instantânea, explanamos o algoritmo descrito em [36]. Este algoritmo é baseado em mínimos quadráticos, do inglês *Least-Squares*, e possui um tempo de resposta rápido com um tempo de processamento pequeno. De modo sucinto, o algoritmo funciona da seguinte maneira: leve em consideração um sinal $s_1(t)$ dado pela seguinte equação,

$$s_1(t) = A \cos(\Omega t + \phi), \quad (5.1)$$

em que A é a amplitude do sinal, Ω é a frequência angular em tempo contínuo, t é o tempo e ϕ é a fase do sinal.

Ao se utilizar uma taxa de amostragem de f_s para discretizar o sinal, nos instantes k , $k - 1$ e $k + 1$, são obtidos os seguintes valores:

$$s_1[k] = A \cos(\omega k + \phi), \quad (5.2a)$$

$$s_1[k - 1] = A \cos(\omega(k - 1) + \phi) \quad (5.2b)$$

$$s_1[k + 1] = A \cos(\omega(k + 1) + \phi), \quad (5.2c)$$

em que $\omega = \Omega/f_s$ é a frequência angular em tempo discreto.

Utilizando propriedades trigonométricas de soma de cosseno nas Equações 5.2b e 5.2c, são obtidas as seguintes Equações:

$$s_1[k - 1] = A \cos(\omega k + \phi) \cos(\omega) + A \sin(\omega k + \phi) \sin(\omega), \quad (5.3a)$$

$$s_1[k + 1] = A \cos(\omega k + \phi) \cos(\omega) - A \sin(\omega k + \phi) \sin(\omega). \quad (5.3b)$$

Assim, ao se adicionar as Equações 5.3a e 5.3b, é obtido:

$$s_1[k - 1] + s_1[k + 1] = 2A \cos(\omega k + \phi) \cos(\omega) = 2s_1[k] \cos(\omega). \quad (5.4)$$

Depois de se realizar algumas manipulações na Equação 5.4, é possível obter a frequência instantânea f_{inst} , de acordo com a equação abaixo:

$$f_{inst} = \frac{f_s}{2\pi} \arccos \left(\frac{s_1[k-1] + s_1[k+1]}{2s_1[k]} \right). \quad (5.5)$$

Por fim, há a generalização da Equação 5.5 para a utilização de mais amostras. Devemos considerar os vetores coluna \mathcal{S}_{1k} , \mathcal{S}_{1k}^- e \mathcal{S}_{1k}^+ que contêm $2E + 1$ elementos, ilustrados abaixo:

$$\mathcal{S}_{1k} = [s_1[k-E] \dots s_1[k+E]]^T, \quad (5.6a)$$

$$\mathcal{S}_{1k}^- = [s_1[k-E-1] \dots s_1[k+E-1]]^T, \quad (5.6b)$$

$$\mathcal{S}_{1k}^+ = [s_1[k-E+1] \dots s_1[k+E+1]]^T, \quad (5.6c)$$

sendo que o sobrescrito T denota a transposta do vetor.

A partir dos vetores coluna obtemos a generalização da Equação 5.5:

$$f_{inst} = \frac{f_s}{2\pi} \arccos \left(\frac{\mathcal{S}_{1k}^T (\mathcal{S}_{1k}^- + \mathcal{S}_{1k}^+)}{2\mathcal{S}_{1k}^T \mathcal{S}_{1k}} \right). \quad (5.7)$$

O trabalho [36] também realiza análises considerando os impactos causados pela presença de outros harmônicos no sinal a ser estimado e a presença de ruído. No caso da presença de harmônicos no sinal, a solução é utilizar filtros banda passante na frequência desejada a fim de se mitigar os efeitos desses harmônicos. Já para o caso do ruído, ao se aumentar a janela de amostras descrita anteriormente, consegue-se mitigar o seu efeito.

5.2.2 Estimação de Amplitude e Fase de Harmônicos Utilizando Algoritmo LMS

Após calcular a estimação da frequência instantânea, ainda é necessário estimar a amplitude e a fase dos harmônicos do ruído antrópico, a fim de se mitigar os harmônicos e possibilitar o bom desempenho do enlace de comunicação através da terra.

Para isso, implementamos o algoritmo descrito em [37] a fim de realizarmos a estimação desses dois parâmetros, amplitude e fase. O algoritmo [37] é baseado em mínimo erro quadrático médio, do inglês *Least Mean Square* (LMS), sendo de fácil implementação e com bom tempo de resposta. Segue uma revisão teórica acerca de seu funcionamento.

Primeiramente, um sinal de harmônicos $s_\zeta(t)$ é descrito por:

$$s_\zeta(t) = \sum_{i=1}^{\zeta} A_i(t) \sin(i\Omega_0 t + \phi_i(t)) + \eta(t), \quad (5.8)$$

em que ζ é a quantidade de harmônicos presente no sinal $s_\zeta(t)$, $A_i(t)$ é a amplitude do i -ésimo harmônico, Ω_0 é a frequência angular de operação do sistema elétrico em tempo contínuo, t é o tempo, $\phi_i(t)$ é a fase do i -ésimo harmônico e $\eta(t)$ é o ruído.

Depois de discretizar o sinal com uma taxa de amostragem f_s , é obtido:

$$s_\zeta[k] = \sum_{i=1}^{\zeta} A_i[k] \sin(i\omega_0 k + \phi_i[k]) + \eta[k], \quad (5.9)$$

sendo $\omega_0 = \Omega_0/f_s$ a frequência angular de operação do sistema elétrico em tempo discreto.

A Equação 5.9 pode ser reescrita utilizando relações trigonométricas de soma de cosseno:

$$\begin{aligned} s_\zeta[k] &= \sum_{i=1}^{\zeta} [A_i[k] \sin(i\omega_0 k) \cos(\phi_i[k]) + A_i[k] \cos(i\omega_0 k) \sin(\phi_i[k])] + \eta[k] \\ &= \mathcal{X}_H[k]^T \mathcal{W}[k] + \eta[k], \end{aligned} \quad (5.10)$$

considerando os vetores $\mathcal{X}_H[k]$ e $\mathcal{W}[k]$ dados por:

$$\mathcal{X}_H[k] = [\sin(\omega_0 k) \cos(\omega_0 k) \dots \sin(\zeta\omega_0 k) \cos(\zeta\omega_0 k)]^T, \quad (5.11a)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{W}[k] &= [w_1[k] \dots w_{2\zeta}[k]]^T \\ &= [A_1[k] \cos(\phi_1[k]) \ A_1[k] \sin(\phi_1[k]) \dots \ A_\zeta[k] \cos(\phi_\zeta[k]) \ A_\zeta[k] \sin(\phi_\zeta[k])]^T. \end{aligned} \quad (5.11b)$$

Com as Equações 5.11a e 5.11b, os valores da amplitude e da fase de cada harmônico podem ser estimados, usando as seguintes equações:

$$A_i[k] = \sqrt{w_{2i}[k]^2 + w_{2i-1}[k]^2}, \quad (5.12a)$$

$$\phi_i[k] = \arctan\left(\frac{w_{2i}[k]}{w_{2i-1}[k]}\right). \quad (5.12b)$$

A partir da formulação acima, é possível encontrar os valores de amplitude e fase utilizando as Equações 5.12a e 5.12b. Para isso, utilizamos o algoritmo LMS [39] para se atualizar o valor de $\mathcal{W}[k]$ a cada amostra com as equações descritas abaixo:

$$e[k] = s_\zeta[k] - \mathcal{X}_H[k]^T \mathcal{W}[k], \quad (5.13a)$$

$$\mathcal{W}[k+1] = \mathcal{W}[k] + \kappa e[k] \mathcal{X}_H[k], \quad (5.13b)$$

sendo $e[k]$ o erro entre o sinal a ser estimado com a estimativa no instante de tempo k e κ é o fator de passo do algoritmo LMS.

5.3 Explicação sobre Controle Linear dos Coeficientes

Após realizarmos o levantamento bibliográfico de técnicas para possibilitar a atenuação do ruído antrópico em comunicações através da terra, propomos uma técnica de controle linear de filtro digital adaptativo IIR do tipo *notch*. A proposta se baseia na adaptação dos coeficientes do filtro digital a fim de se atualizar a frequência central do filtro, tendo em vista que os harmônicos existentes no ruído antrópico não são sinais determinísticos, conforme verificado no Capítulo 4. Assim sendo, iremos utilizar o algoritmo explicado na Subseção 5.2.1 para estimarmos a frequência instantânea, possibilitando assim, a atualização da frequência central do filtro digital e, por consequência, a mitigação dos harmônicos de forma mais efetiva, uma vez que iremos contornar a variabilidade da frequência do harmônico.

Filtros digitais de ordem superior podem ser representados através de uma série de seções biquadráticas, sendo expressos pela equação 5.14:

$$H(z) = \prod_{i=1}^{\psi} \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}, \quad (5.14)$$

sendo b_{0i} , b_{1i} , b_{2i} , a_{1i} e a_{2i} os coeficientes da i -ésima seção biquadrática do filtro digital, $H(z)$ a função de transferência do filtro digital e ψ a quantidade de seções biquadráticas do filtro digital.

Pelas propriedades de sistemas lineares invariantes no tempo [40], tem-se que este sistema pode ser descrito pelo seguinte diagrama de blocos ilustrado na Figura 5.1.

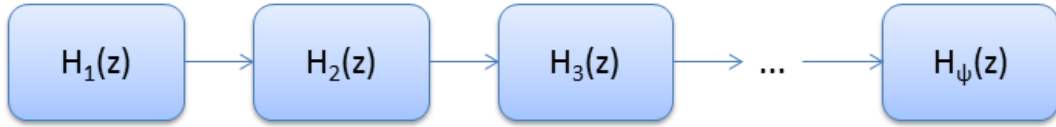


Figura 5.1: Diagrama de blocos representativo de filtros de ordem superior considerando uma série de seções biquadráticas.

Assim, é possível trabalhar de maneira independente em cada subsistema. Focando na função de transferência de somente uma seção e realizando manipulações matemáticas, tem-se o seguinte:

$$H_i(z) = \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}} \quad (5.15)$$

$$= \frac{b_{0i}z^2 + b_{1i}z + b_{2i}}{z^2 + a_{1i}z + a_{2i}}. \quad (5.16)$$

Assim sendo, é possível encontrar os zeros e pólos da função de transferência da i -ésima seção biquadrática através do método de Bhaskara. Os zeros da i -ésima seção biquadrática, z_{0i} , são dados por:

$$z_{0i} = \frac{-b_{1i} \pm \sqrt{b_{1i}^2 - 4b_{0i}b_{2i}}}{2b_{0i}}. \quad (5.17)$$

Observando a Equação 5.17, se o valor interno da raiz quadrada tender a zero, os zeros da função serão controlados de maneira linear por b_{1i} . Conforme demonstraremos adiante, essa condição é atingida para determinadas condições.

A fim de se obter valores típicos de filtros digitais IIR biquadráticos *notch*, podem-se utilizar as equações descritas em [41]:

$$H_i(z) = b \frac{1 - 2 \cos(\omega_c)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2b \cos(\omega_c)z^{-1} + (2b - 1)z^{-2}}, \quad (5.18)$$

em que ω_c é a frequência discreta central do filtro desejada,

$$\omega_c = \frac{2\pi f_c}{f_s}, \quad (5.19)$$

sendo f_c a frequência contínua central do filtro desejada e f_s a frequência de amostragem,

$$b = \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{1 - G_B^2}}{G_B} \tan\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)}, \quad (5.20)$$

em que $\Delta\omega$ é a largura de banda de 3 dB e G_B^2 é o ganho de 3-dB, logo,

$$G_B^2 = 0.5. \quad (5.21)$$

Considerando a filtragem de harmônicos de sistemas de potência e considerando uma frequência de amostragem, f_s , muito maior que a frequência dos harmônicos, pode-se utilizar a aproximação para ângulos pequenos [42], resultante de um truncamento da expansão em séries de Taylor, obtendo:

$$\cos(\omega_c) \approx 1 - \frac{\omega_c^2}{2}, \quad (5.22a)$$

$$\tan\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \approx \frac{\Delta\omega}{2}. \quad (5.22b)$$

Ao se verificar as Equações 5.15 e 5.18, temos que $b_{0i} = b$, $b_{1i} = -2b \cos(\omega_c)$ e $b_{2i} = b$. Considerando isso, com valores pequenos de $\Delta\omega$ o valor do parâmetro b tende a um, por consequência, o coeficiente b_{1i} tende a menos dois para valores pequenos de ω_c . Além do mais, os valores de b_{0i} e b_{2i} tendem a um, pois b está tendendo a um. Assim sendo, ao retornar para a Equação 5.17, o valor interno da raiz quadrada tenderá a zero, o que mostra que podemos controlar as frequências

dos zeros linearmente com os coeficientes da Equação 5.15. Analogamente, prova-se o controle linear dos pólos.

A fim de se ilustrar o fato supracitado, geramos gráficos com a média dos coeficientes de um filtro de quarta ordem. O filtro foi projetado com uma banda de 2 Hz, frequência de amostragem de 54000 amostras por segundo e a frequência central do filtro variava de 1746 a 1754 Hz, escolheu-se uma faixa de frequência próxima ao 35º harmônico de 50 Hz a fim de demonstrar que o controle linear é possível até mesmo para harmônicos de maior frequência. A partir deste filtro, geraram-se os gráficos ilustrados abaixo, nos gráficos a frequência foi normalizada.

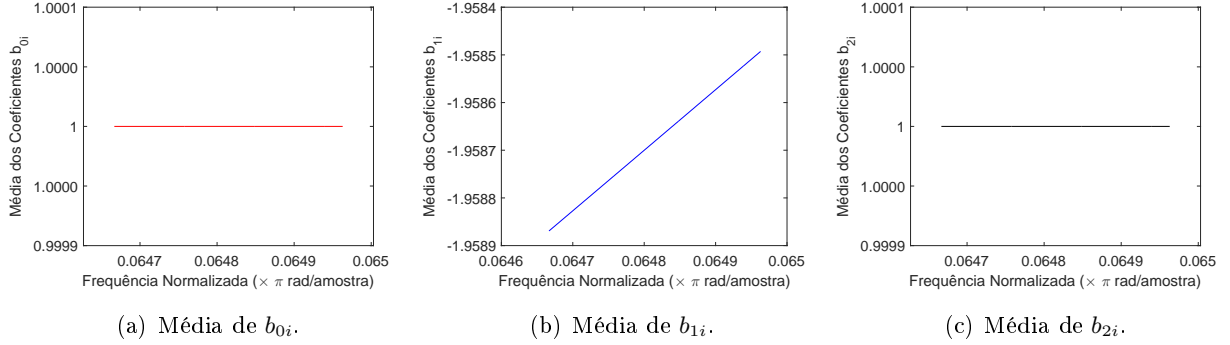


Figura 5.2: Média dos coeficientes do numerador do filtro de quarta ordem considerando pequenos desvios de frequência.

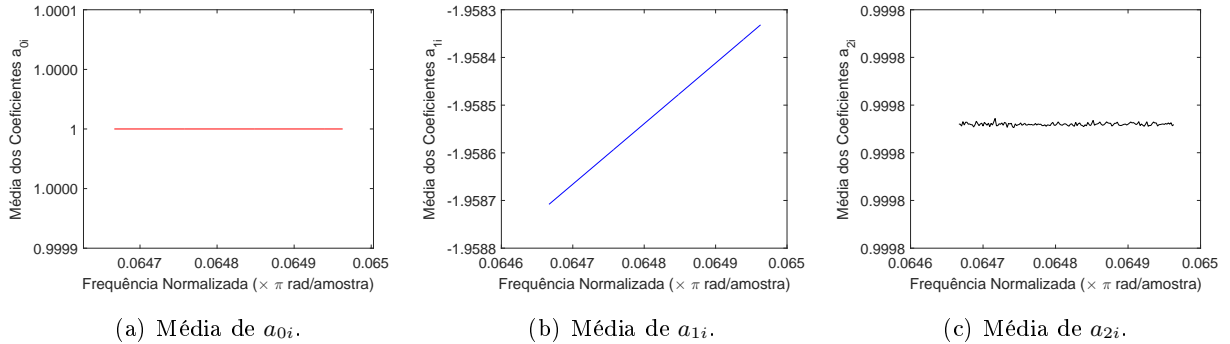


Figura 5.3: Média dos coeficientes do denominador do filtro de quarta ordem considerando pequenos desvios de frequência.

Ao observar os gráficos, nota-se claramente como os coeficientes b_{1i} e a_{1i} variam de forma linear com a frequência, já os outros coeficientes permanecem praticamente constantes com algumas pequenas variações. Temos a seguinte equação para os coeficientes b_{1i} :

$$b_{1i}(\omega_c) = -2b \cos(\omega_c) \approx -2 \left(\frac{1}{1 + \frac{\Delta\omega}{2}} \right) \left(1 - \frac{\omega_c^2}{2} \right), \quad (5.23)$$

como a variação da frequência instantânea do harmônico ocorre ao redor da frequência nominal, $\omega_{nominal}$, e lembrando que a faixa de valores de ω_c é pequena, podemos realizar uma aproximação linear [43] do termo $\frac{\omega_c^2}{2}$, conforme ilustrado abaixo:

$$b_{1i}(\omega_c) \approx -2 \left(\frac{1}{1 + \frac{\Delta\omega}{2}} \right) \left(1 - \left(\frac{\omega_{nominal}^2}{2} + \omega_{nominal} (\omega_c - \omega_{nominal}) \right) \right). \quad (5.24)$$

Assim sendo, a Figura 5.4 sintetiza o funcionamento do filtro digital adaptativo, a qual ilustra o estimador da frequência instantânea do sinal de entrada e a partir do resultado do estimador, os valores adaptados dos coeficientes a_{1i} e b_{1i} serão repassados para as seções biquadráticas, a fim de atualizar os valores dos coeficientes.

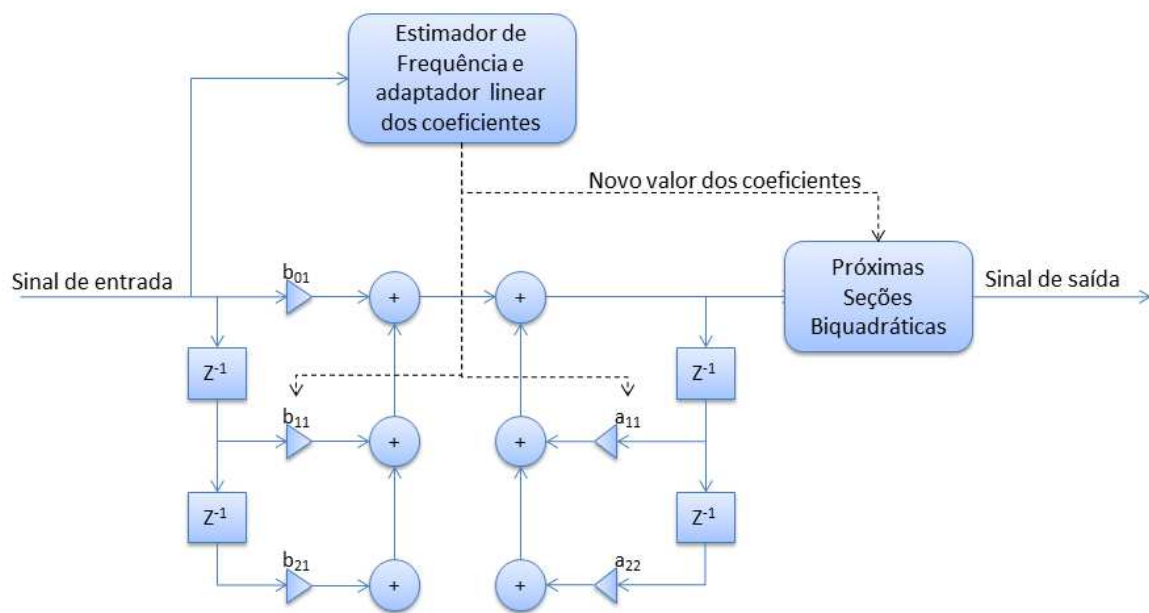


Figura 5.4: Diagrama de blocos representativo do filtro digital adaptativo.

Posteriormente, realizamos um experimento para testar esta adaptação linear em conjunto com a estimação da frequência instantânea da Subseção 5.2.1. Criamos um filtro digital IIR *notch* de quarta ordem, com banda de operação de 2 Hz e com frequência central do filtro digital igual a 1750 Hz, optamos por essa frequência pois é equivalente ao 35º harmônico de um sistema de potência de 50 Hz e as aproximações citadas anteriormente não podem ser consideradas para frequências centrais elevadas, possibilitando assim, verificar o desempenho da nossa abordagem para um harmônico relativamente alto. A partir disso, gerou-se um sinal senoidal com sua frequência uniformemente distribuída entre 1746 a 1754 Hz. A frequência deste sinal foi estimada, e a partir dessa estimação, adaptavam-se os coeficientes b_{11} , b_{12} , a_{11} e a_{12} . Após a adaptação dos coeficientes, o sinal senoidal é filtrado, e, para efeito de comparação, o sinal senoidal também é filtrado com um filtro digital sem adaptação.

As Figuras abaixo ilustram o sinal e a sua densidade espectral de potência após o filtro digital sem adaptação, e após o filtro digital adaptativo, considerando a frequência do sinal igual a 1746 Hz e 1752 Hz.

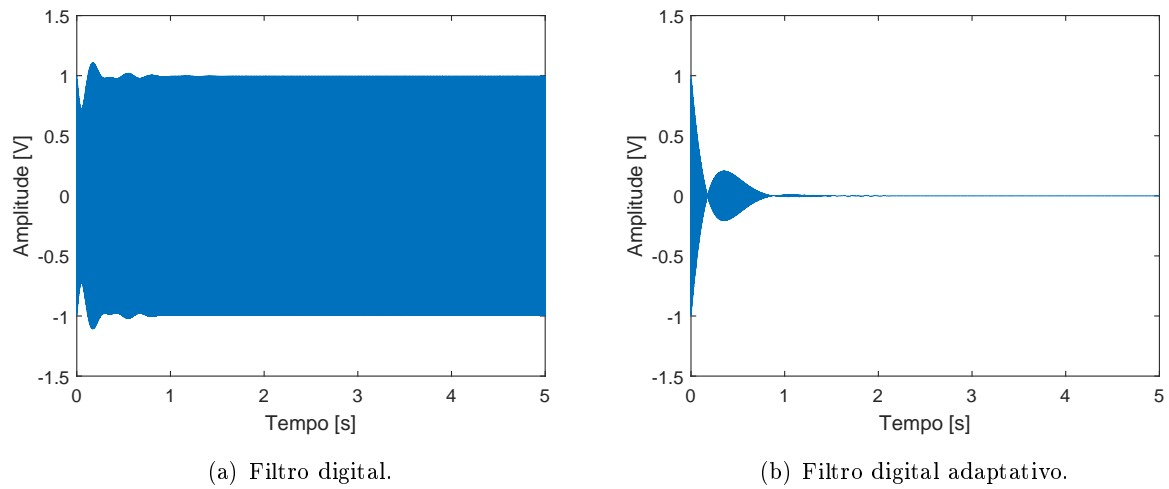


Figura 5.5: Sinal após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1746 Hz.

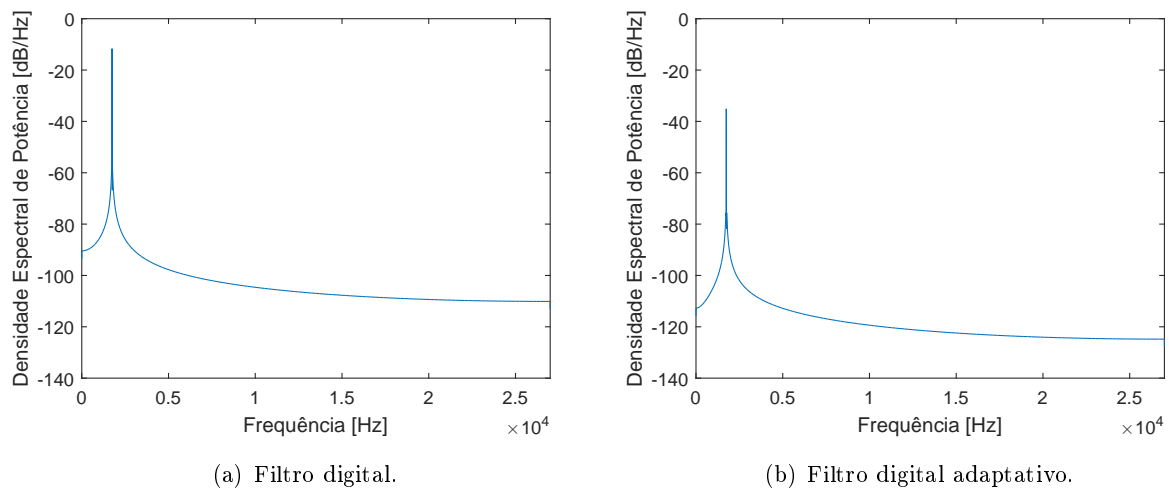
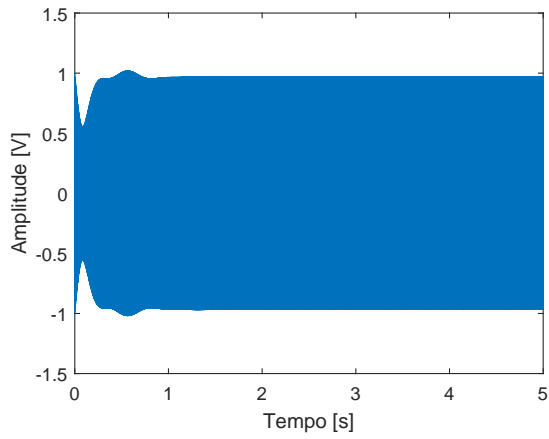
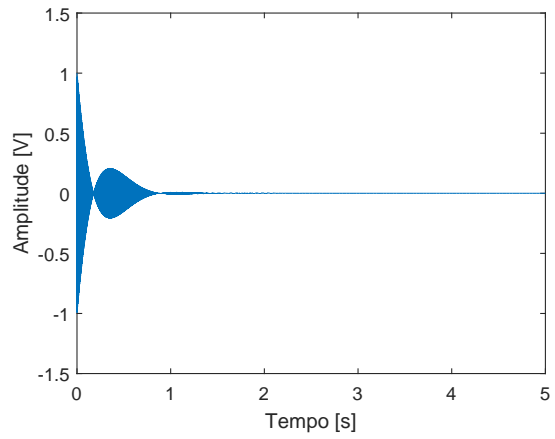


Figura 5.6: Densidade espectral de potência após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1746 Hz.

Para esta situação, é visível como o filtro digital adaptativo consegue atenuar de forma mais efetiva o sinal senoidal, alcançando uma atenuação de aproximadamente 20 dB.

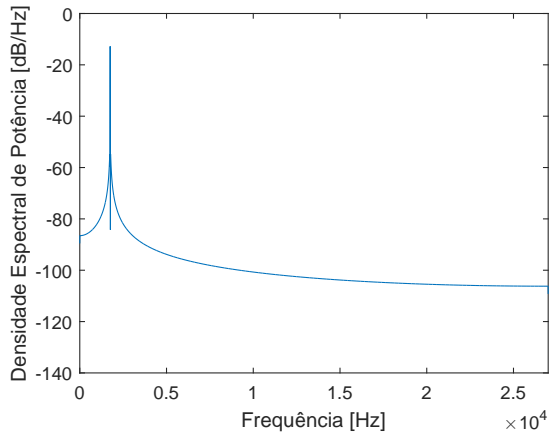


(a) Filtro digital.

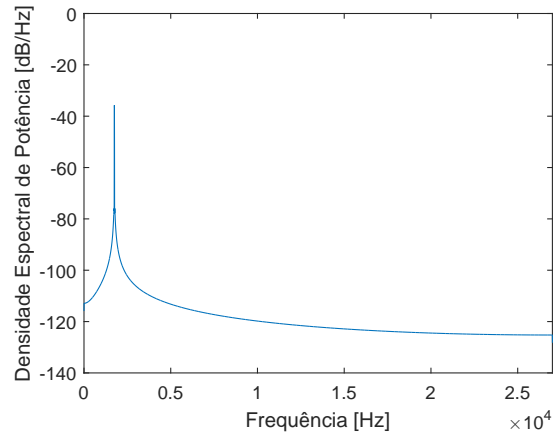


(b) Filtro digital adaptativo.

Figura 5.7: Sinal após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1752 Hz.



(a) Filtro digital.

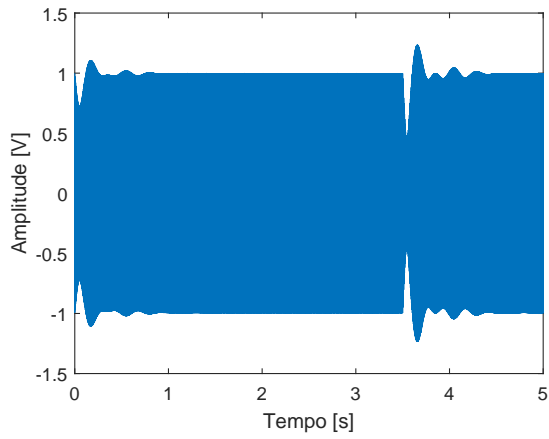


(b) Filtro digital adaptativo.

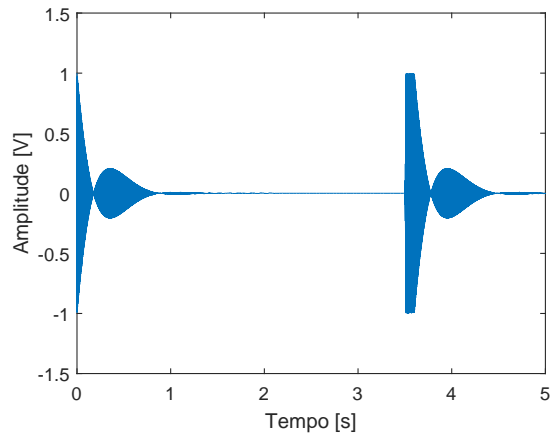
Figura 5.8: Densidade espectral de potência após filtro digital e filtro digital adaptativo, frequência do sinal igual a 1752 Hz.

Nesta situação, diminuimos a diferença entre a frequência nominal da frequência real do sinal senoidal, a diferença atual é de 2 Hz. Todavia, o desempenho do filtro digital adaptativo ainda é superior.

Por fim, o último experimento para avaliar esta proposta foi gerar um sinal senoidal com duração de 7 segundos, sendo que, na primeira metade do sinal, de 0 até 3,5 segundos, a frequência é de 1746 Hz, e na segunda metade do sinal, de 3,5 a 7 segundos, a frequência é de 1754 Hz. Assim, verificamos como é o desempenho de um filtro digital com frequência central igual a frequência nominal comparado com o filtro digital adaptativo. As Figuras abaixo ilustram os resultados.

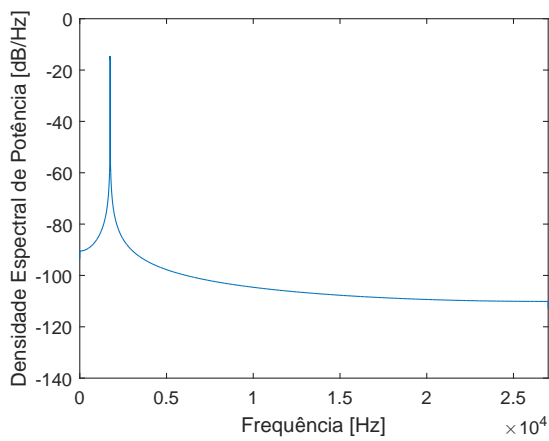


(a) Filtro digital.

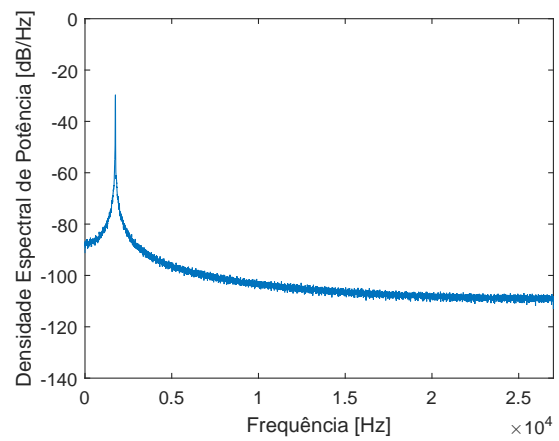


(b) Filtro digital adaptativo.

Figura 5.9: Sinal após filtro digital e filtro digital adaptativo, variando frequência do sinal de 1746 para 1754 Hz.



(a) Filtro digital.



(b) Filtro digital adaptativo.

Figura 5.10: Densidade espectral de potência após filtro digital e filtro digital adaptativo, variando frequência do sinal de 1746 para 1754 Hz.

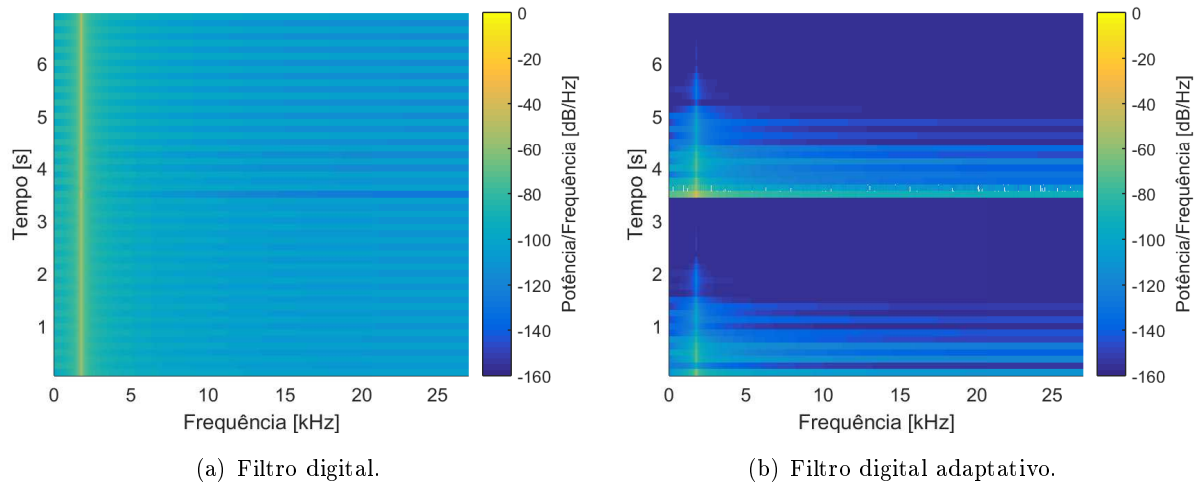


Figura 5.11: Espectrograma após filtro digital e filtro digital adaptativo, variando frequência do sinal de 1746 para 1754 Hz.

Neste último experimento, é possível verificar o tempo de resposta do filtro adaptativo e se a atenuação continuava satisfatória como nos casos anteriores. Analisando os gráficos, notamos que obtivemos bons resultados nas duas avaliações, possibilitando assim a utilização da proposta em cenários de comunicação através da terra.

5.4 Simulação de Enlace de um Sistema de Comunicação TTE

Após verificarmos técnicas que possibilitam a mitigação do ruído antrópico, realizamos simulações de enlace de sistemas de comunicação através da terra. A Figura 5.12 ilustra o diagrama de blocos utilizado para realizar as simulações.

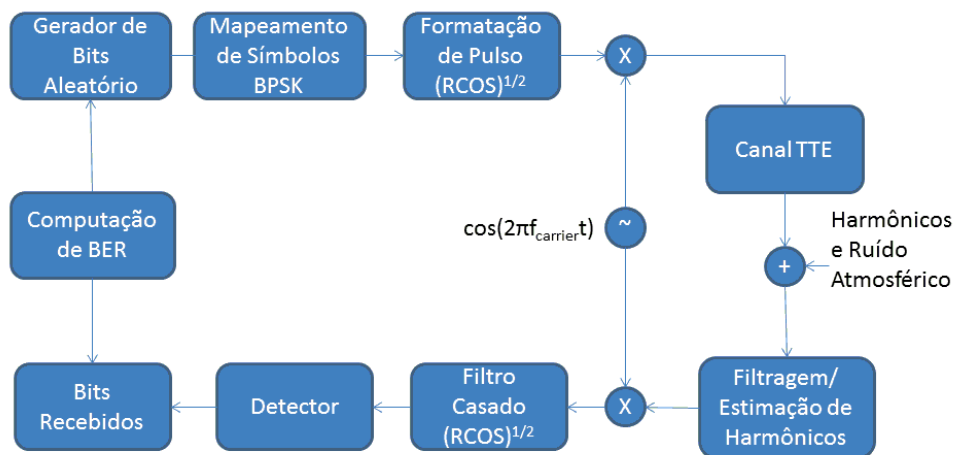


Figura 5.12: Diagrama de blocos da simulação de enlace de um sistema de comunicação TTE.

O sistema simulado utiliza um pulso de cosseno levantado, do inglês *Raised Cosine*(RCOS),

com fator de roll-off $\beta = 0,5$ e modulação BPSK. A banda do sinal é centralizada na frequência da portadora, $f_{carrier}$, e possui extensão de $f_{carrier} - (1 + \beta)(R_b/2)$ Hz até $f_{carrier} + (1 + \beta)(R_b/2)$ Hz, sendo R_b a taxa de transmissão de bits. A frequência da portadora é a frequência ótima do canal TTE, $f_{carrier} = f_{opt}$, ou seja, a frequência com ganho máximo. A fim de se calcular a frequência ótima, considera-se uma condutividade de $0,01$ S/m, uma permeabilidade de $4\pi 10^{-7}$ H/m e 200 metros de distância entre o transmissor e receptor, sendo os valores de condutividade e permeabilidade valores típicos obtidos em [44]. O canal utilizado na simulação com os parâmetros citados anteriormente está ilustrado na Figura 5.13.

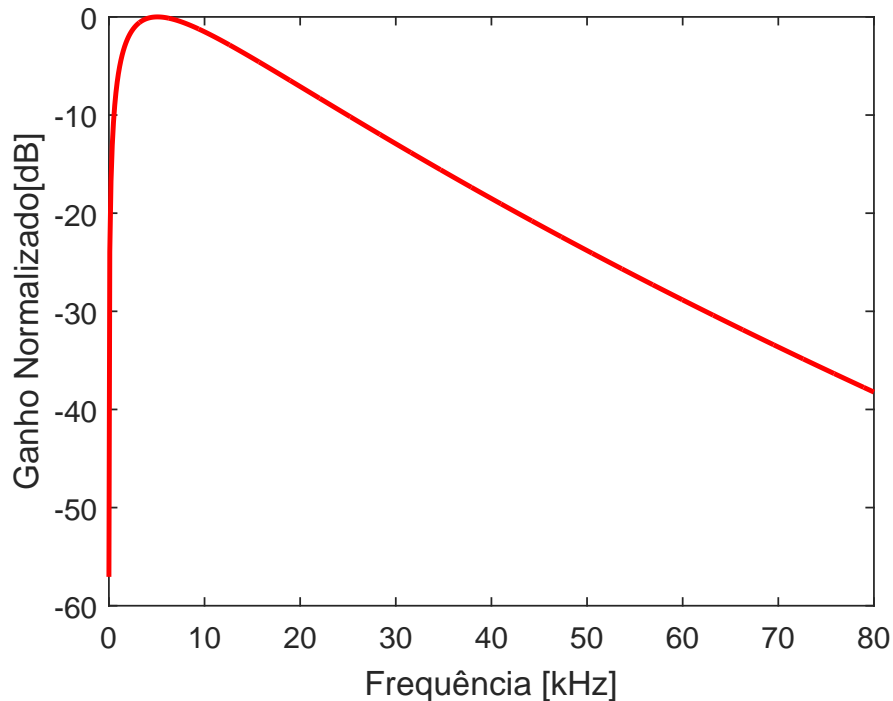


Figura 5.13: Função de transferência normalizada do canal TTE.

Foram consideradas duas situações de ruído atmosférico, a primeira com menor impulsividade, que se aproxima do ruído Gaussiano ($a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$), e a segunda situação com maior impulsividade ($a = 1$ e $\gamma^2 = 10$). Além disso, foram consideradas duas taxas de transmissão, $R_b = 5$ kbps e $R_b = 6,75$ kbps, para analisar o impacto da interferência dos harmônicos no receptor, visto que no primeiro caso de taxa de transmissão não há sobreposição do espectro do sinal recebido com o sinal de harmônicos e o segundo caso de taxa de transmissão há uma sobreposição.

Quatro estratégias foram utilizadas para estimar ou filtrar os harmônicos a fim de verificar o desempenho do enlace TTE.

- Estratégia 1: utilização de filtros digitais IIR *notch* com banda de 4 Hz, frequência central equivalente à frequência nominal e os filtros são de quarta ou de décima ordem;
- Estratégia 2: utilização do algoritmo descrito em [37] tendo a frequência instantânea, esti-

mada com o algoritmo descrito em [36], como parâmetro de entrada. Depois de realizar a estimação dos harmônicos, o cancelamento no sinal recebido é realizado;

- Estratégia 3: utilização de filtros digitais IIR *notch*, iguais ao da primeira estratégia, seguidos da segunda estratégia;
- Estratégia 4: é baseada no trabalho [38] utilizando o estimador de frequência de [36]. Todavia, como os harmônicos possuem uma potência muito maior que a do sinal recebido, optamos por trabalhar com filtros digitais IIR representados pela Equação 5.14 e realizando a atualização dos coeficientes b_{1i} e a_{1i} de acordo com o observado na Seção 5.3. O filtro inicialmente configurado é de quarta ordem, com frequência central equivalente à frequência nominal do harmônico e banda de 2 Hz.

Além disso, a quarta estratégia foi utilizada com um protocolo de acesso ao meio a fim de se obter os valores iniciais das frequências dos harmônicos, podendo assim adaptar os coeficientes do filtro controlado linearmente. Este protocolo de acesso ao meio realiza um *handshake* com pacotes RTS, do inglês *Request to Send*, e CTS, do inglês *Clear to Send*, e durante o *handshake*, estima-se a frequência dos harmônicos, adaptam-se os coeficientes dos filtros, para então iniciar a transmissão dos dados. Além disso, para a curva de taxa de erro de bit da quarta estratégia, consideram-se os bits recebidos após o filtro estar em regime permanente, sendo que para entrar neste regime, o filtro demora aproximadamente 1 segundo para a taxa de amostragem utilizada, conforme pode ser visto nas Figuras 5.5(b) e 5.7(b).

Por sua vez, a Equação 5.25a descreve o sinal de harmônicos interferente que foi adicionado ao sinal transmitido. O sinal interferente foi elaborado a fim de possuir amplitudes iguais a da série de Fourier da onda triangular. Porém, as fases são diferentes da onda triangular a fim de se verificar como uma defasagem impactaria a estratégia baseada em cancelamento, sendo a defasagem de $\pi/4$ radianos em alguns harmônicos. Vale ressaltar que o valor de A_h é modificado de acordo com a RSR desejada, optamos por um valor de RSR equivalente a -45 dB, baseado nos valores observados nas análises das medições explanadas no Capítulo 4. Assim sendo, ao realizarmos a simulação, variamos o valor de E_b/N_0 considerando o ruído atmosférico e, posteriormente, adicionamos o sinal dos harmônicos interferentes com um valor de potência 45 dB maior ao da potência do sinal.

$$H_{total}[k] = H_1[k] + H_2[k] \quad (5.25a)$$

$$H_1[k] = \sum_{i=1}^{33} \frac{8.A_h}{i^2\pi^2} \sin(i\omega_0 k), \quad i = 1, 5, 9, \dots, 29, 33 \quad (5.25b)$$

$$H_2[k] = \sum_{i=3}^{35} \frac{8.A_h}{i^2\pi^2} \sin(i\omega_0 k + \pi/4), \quad i = 3, 7, 11, \dots, 31, 35 \quad (5.25c)$$

E para efeito de comparação, as seguintes curvas foram geradas: curva de probabilidade de erro de bit para transmissão com modulação BPSK e ruído Gaussiano (curva azul contínua), curva de

taxa de erro de bit com ruído atmosférico (curva vermelha contínua) e curva de taxa de erro de bit com ruído atmosférico mais os harmônicos sem processamento algum (curva preta contínua).

A Figura 5.14 ilustra a situação em que uma taxa de transmissão de 5 kbps foi utilizada com ruído atmosférico ($a = 1$ e $\gamma^2 = 10$) e frequência de operação do sistema elétrico igual a 49,883 Hz. Considerando a frequência da portadora utilizada, os harmônicos não interferem significativamente na transmissão, independente de desvios das frequências dos harmônicos, visto que não ocorre uma sobreposição do espectro do sinal recebido com o espectro dos harmônicos. Assim sendo, todas as situações obtiveram resultados próximos ao resultado da curva de ruído atmosférico sem harmônicos.

Por sua vez, as Figuras 5.15 e 5.16 mostram o caso em que a taxa de transmissão é 6,75 kbps, para esta taxa já ocorre uma sobreposição entre o espectro do sinal recebido e o espectro do sinal dos harmônicos. Conforme pode ser observado na curva em que não houve processamento, os harmônicos prejudicam significativamente na recepção do sinal. É importante ressaltar que a estratégia de cancelamento é muito sensível à estimação da frequência instantânea, pois mesmo desvios da ordem de alguns mHz na frequência de operação do sistema elétrico podem gerar uma deterioração da curva da taxa de erro de bit, e também é sensível às oscilações na estimação da amplitude e fase pelo algoritmo LMS. Além disso, é interessante notar que o desempenho ao utilizar filtros digitais não adaptativos depende significativamente do desvio da frequência de operação do sistema elétrico pois, o desvio de 117 mHz na frequência de 50 Hz, gerou desvios maiores nos harmônicos, prejudicando assim o desempenho. Por fim, nota-se que ao se adaptar os coeficientes dos filtros, após a estimação da frequência instantânea dos harmônicos, consegue-se uma curva mais independente desta variação da frequência.

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

As Figuras 5.17 e 5.18 mostram o caso em que a taxa de transmissão é 6,75 kbps, ruído atmosférico com $a = 1$ e $\gamma^2 = 10^{-5}$ e frequência de operação do sistema elétrico igual a 50 Hz e 49,883 Hz, respectivamente. Os resultados são semelhantes aos comentados para o caso de $\gamma^2 = 10$, nota-se como a variação de frequência prejudica o desempenho de filtros digitais não adaptativos, como a estratégia de cancelamento é dependente de uma estimação precisa da frequência instantânea e das oscilações existentes na estimação da amplitude e fase do algoritmo LMS, e por fim, como o filtro digital adaptativo permanece estável.

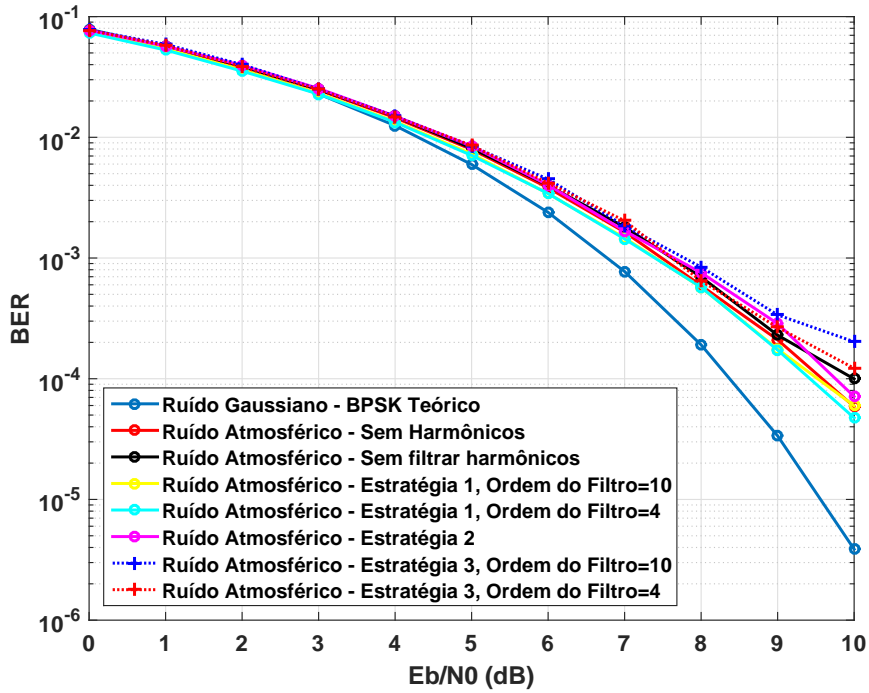


Figura 5.14: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 5 kbps, com $\gamma^2 = 10$.

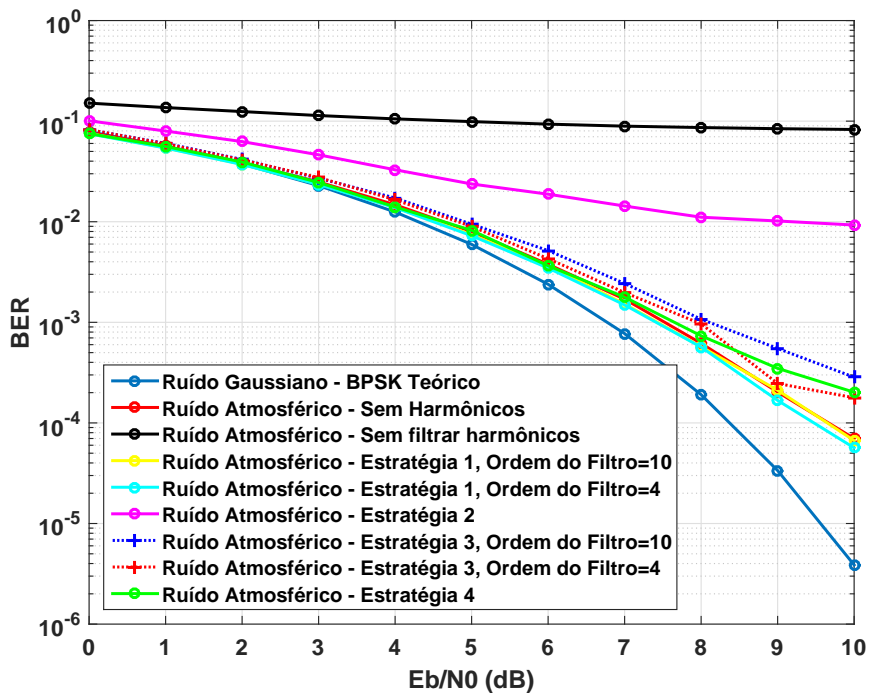


Figura 5.15: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10$.

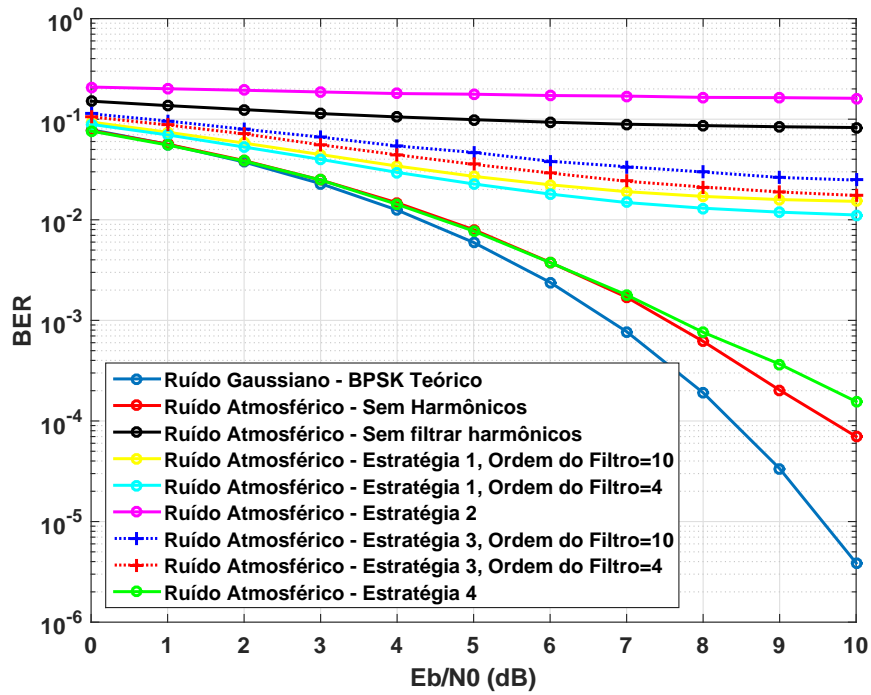


Figura 5.16: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10$.

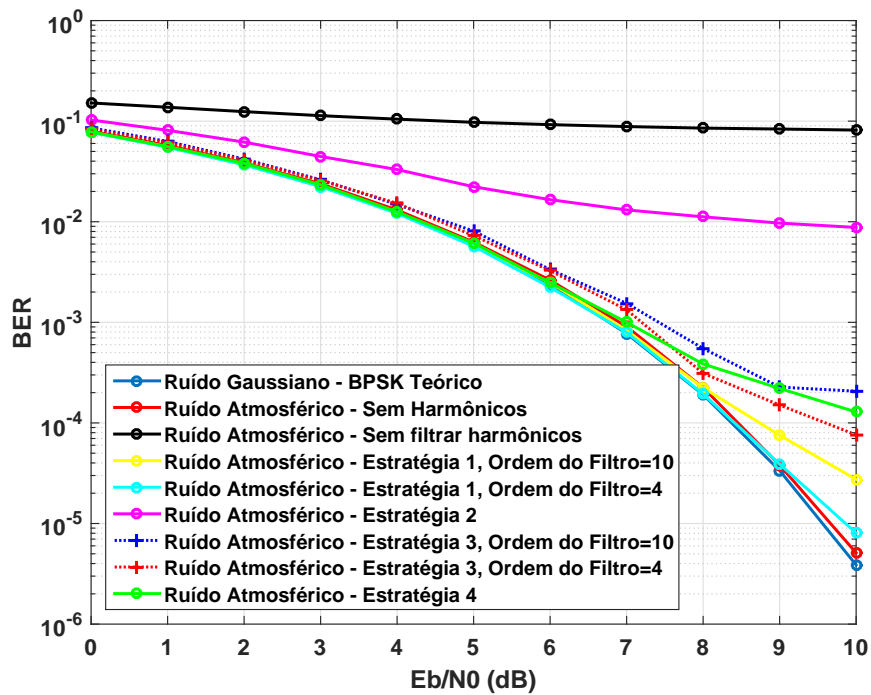


Figura 5.17: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos em sua frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10^{-5}$.

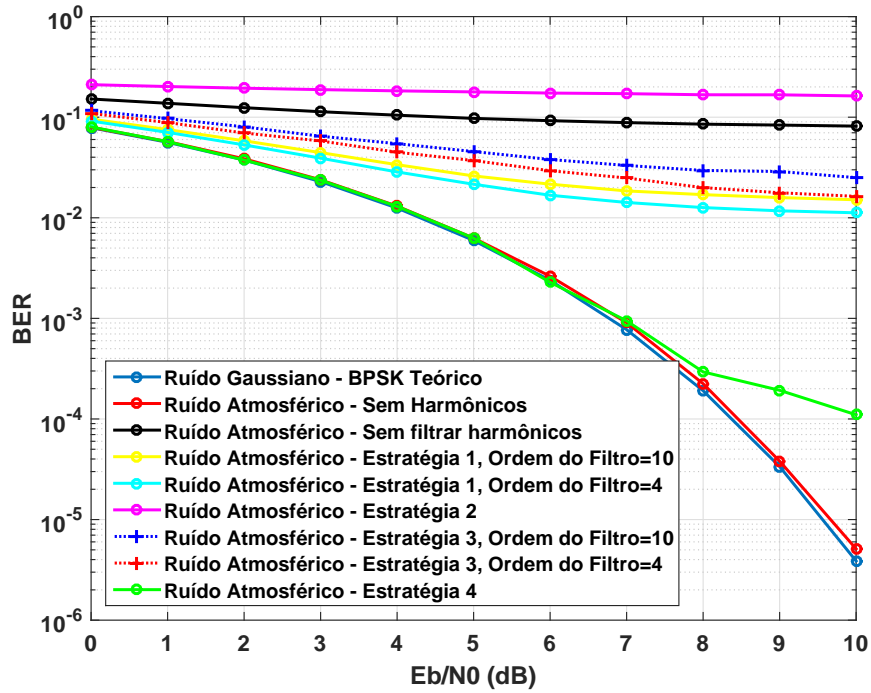


Figura 5.18: Taxa de erro de bit considerando os harmônicos com um desvio da frequência nominal e uma taxa de 6,75 kbps, com $\gamma^2 = 10^{-5}$.

A partir das análises feitas, é notável que a estratégia com filtros digitais adaptativos compensa a flutuação da frequência instantânea dos harmônicos, sendo possível utilizá-la em cenários de comunicação através da terra, a fim de mitigar o efeito do ruído antrópico. Também analisamos que filtros digitais não adaptativos possuem um bom desempenho, mas não contornam o efeito da variabilidade da frequência instantânea dos harmônicos. Por fim, a estratégia de cancelamento também não proporcionou um desempenho tão estável como o do filtro digital adaptativo.

Capítulo 6

Conclusões

Comunicações através da terra usualmente são utilizadas como uma alternativa para ambientes de mineração, por sua robustez, principalmente, em situações de risco. Todavia, este tipo de sistema possui diversas restrições: severa atenuação do canal, ruído atmosférico, ruído antrópico, limitação de potência transmitida no enlace de subida por questões de segurança, entre outras.

Conforme foi analisado nos capítulos anteriores, o ruído atmosférico depende principalmente da sua impulsividade (proporção de energia entre a parte impulsiva e a parte Gaussiana do ruído) e, por sua vez, o ruído antrópico (composto pelos harmônicos de sistemas de potência e de equipamentos de mineração) é predominante nas baixas frequências, que são utilizadas na transmissão para evitar a forte atenuação no canal. Além disso, o valor da potência do ruído antrópico é muito superior ao do sinal recebido, mostrando a necessidade de se mitigar a presença desses harmônicos.

Levando em consideração os aspectos supracitados, é interessante realizar uma análise separada dos ruídos, atmosférico e antrópico, e depois de levantar as características, deve-se realizar a verificação de técnicas a fim de diminuir as interferências causadas por esses. Sendo assim, as seguintes análises foram realizadas com os seguintes resultados:

- Análise da capacidade restrita do canal considerando entradas binárias equiprováveis: verificamos que a impulsividade altera os valores da capacidade restrita, notando que para pequenos valores de RSR, valores maiores de impulsividade geram uma capacidade restrita maior, e que para valores maiores de RSR, valores menores de impulsividade geram uma capacidade restrita maior;
- Análise do ruído antrópico: aproximamos a função de distribuição de probabilidade da frequência instantânea dos harmônicos por uma função de densidade Gaussiana e notamos que a função de autocorrelação possui uma variação muito lenta;
- Análise de medidas em minas subterrâneas: verificamos como o ruído antrópico é predominante nas baixas frequências e como os harmônicos podem afetar o desempenho de comunicações através do solo;
- Simulação de enlace: verificamos como a variabilidade da frequência instantânea dos harmô-

nicos afeta o desempenho do sistema TTE, sendo desenvolvido um filtro digital adaptativo capaz de mitigar esta variabilidade da frequência instantânea de modo mais robusto do que outros métodos existentes na literatura.

Os estudos mostraram o efeito nocivo dos diferentes tipos de ruído, mas também como podemos compensá-los. Porém os estudos não foram exaustivos e, dentre possíveis trabalhos futuros:

- Estimar a capacidade restrita do canal considerando entradas não binárias e considerando a presença do canal de comunicações através da terra e a presença do ruído antrópico;
- Simular o enlace considerando outros modelos de canal e implementar a variabilidade da frequência instantânea de acordo com a função de autocorrelação encontrada;
- Desenvolver um receptor ótimo para o ruído atmosférico e utilizar as estimativas da capacidade restrita para avaliação de possíveis receptores;
- Otimizar o funcionamento do filtro digital adaptativo *notch* IIR controlado linearmente;

Por fim, é interessante ressaltar que o trabalho está inserido no contexto de um projeto maior e, portanto, todos os resultados presentes neste trabalho visam a implementação futura de um protótipo para comunicações através da terra, sendo este o objetivo final do projeto.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] IBRAM. *Produção Mineral Brasileira (PMB) - Série Histórica*. [Http://www.ibram.org.br/sites/1300/1382/00006386.pdf](http://www.ibram.org.br/sites/1300/1382/00006386.pdf). Acessado 02 de Junho de 2017.
- [2] (UNDERGROUND), A. M. T. *MAGNETO MINE TELEPHONES*. 10 2012. [Http://www.britishtelephones.com/atm/atmtel6.htm](http://www.britishtelephones.com/atm/atmtel6.htm). Acessado 02 de Junho de 2017.
- [3] 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 02 de Junho de 2017.
- [4] [Http://tdkrfsolutions.com/products/antennas/3-axis-passive-loop-antenna-lp-0930p-3x](http://tdkrfsolutions.com/products/antennas/3-axis-passive-loop-antenna-lp-0930p-3x). Acessado 23 de Julho de 2017.
- [5] YARKAN, S. et al. Underground mine communications: A survey. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, v. 11, n. 3, p. 125–142, rd 2009. ISSN 1553-877X.
- [6] YENCHEK, M. et al. Niosh-sponsored research in through-the-earth communications for mines: A status report. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 5, p. 1700–1707, Sept 2012. ISSN 0093-9994.
- [7] BARKAND, T. D.; DAMIANO, N. W.; SHUMAKER, W. A. Through-the-earth, two-way, mine emergency, voice communication systems. In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 955–958. ISSN 0197-2618.
- [8] MINERAL, D. N. de Produção. *Código de Mineração - Capítulo I Das Disposições Preliminares*. [Http://www.dnpm-pe.gov.br/Legisla/cm_01.htm](http://www.dnpm-pe.gov.br/Legisla/cm_01.htm). Acessado 02 de Junho de 2017.
- [9] RAPPAPORT, T. S. et al. *Wireless communications: principles and practice*. [S.l.: s.n.], 1996.
- [10] BANDYOPADHYAY, L.; CHAULYA, S.; MISHRA, P. *Wireless communication in underground mines. RFID-Based Sens. Netw*, Springer, 2010.
- [11] 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.

- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] AL., G. S. et. *To the rescue!* 12 2010. World Coal.
- [22] NEWS, E. *New Through Earth Communication System for Coal Mining*. 11 2014. Endeavour Magazine.
- [23] RAAB, F. H.; JOUGHIN, I. R. Signal processing for through-the-earth radio communication. *Communications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 43, n. 12, p. 2995–3003, 1995.
- [24] GIBSON, D. *Channel Characterisation and System Design for Sub-Surface Communications*. Tese (Doutorado) — School of Electronic and Electrical Engineering, 2 2003.
- [25] STARKEY, D. B. Electromagnetic transmission and detection at deep depths. *Sandia Laboratories Report SLL-73-5278*, 1973.

- [26] GRIFFITHS, D. J. *Introduction to Electrodynamics*. 3a. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1999.
- [27] YAN, L. et al. Statistical analysis and modeling of vlf/elf noise in coal mines for through-the-earth wireless communications. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.
- [28] FIELD, E.; LEWINSTEIN, M. Amplitude-probability distribution model for vlf/elf atmospheric noise. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 1, p. 83–87, Jan 1978. ISSN 0090-6778.
- [29] RAAB, F. H. Noise model for low-frequency through-the-earth communication. *Radio Science*, Wiley Online Library, v. 45, n. 6, 2010.
- [30] GALLAGER, R. G. *Information theory and reliable communication*. [S.l.]: Springer, 1968.
- [31] PAPOULIS, A.; PILLAI, S. U. *Probability, random variables, and stochastic processes*. [S.l.]: Tata McGraw-Hill Education, 2002.
- [32] SHAMAI, S.; VERDU, S. Worst-case power-constrained noise for binary-input channels. In: *Information Theory, 1993. Proceedings. 1993 IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 262–262.
- [33] MEASUREMENT of the mains frequency. [Http://www.mainsfrequency.com](http://www.mainsfrequency.com). Acessado 02 de Junho de 2017.
- [34] [Http://www.vitalalert.com](http://www.vitalalert.com). Acessado 02 de Junho de 2017.
- [35] EDGAR MINE. [Http://www.mines.edu/EdgarMine](http://www.mines.edu/EdgarMine). Acessado 02 de Junho de 2017.
- [36] ABDOLLAHI, A.; MATINFAR, F. Frequency estimation: A least-squares new approach. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 2, p. 790–798, April 2011. ISSN 0885-8977.
- [37] ALHAJ, H. M. M. et al. Power system harmonics estimation using lms, lmf and lms/lmf. In: *2014 5th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.
- [38] MARQUES, C. A. G. et al. A controlled filtering method for estimating harmonics of off-nominal frequencies. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 3, n. 1, p. 38–49, March 2012. ISSN 1949-3053.
- [39] DINIZ, P. S. *Adaptive filtering*. [S.l.]: Springer, 1997.
- [40] OPPENHEIM, A. V. *Discrete-time signal processing*. [S.l.]: Pearson Education India, 1999.
- [41] ORFANIDIS, S. J. *Introduction to signal processing*. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1995.
- [42] BOAS, M. L. *Mathematical methods in the physical sciences*. [S.l.]: Wiley New York, 1966.
- [43] ANTON, H.; BIVENS, I.; DAVIS, S. *Calculus*. [S.l.]: Wiley Hoboken, 2002.

- [44] CARRENO, J. D. P. *Channel Modeling for Through-the-Earth (TTE) Communications Systems*. Dissertação (Mestrado) — Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasil, 2016.