



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Plataforma experimental para
Comunicação Through-The-Earth (TTE)**

Henrique Berilli Silva Mendes

Brasília, Junho de 2019

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

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

**PLATAFORMA EXPERIMENTAL PARA COMUNICAÇÃO
THROUGH-THE-EARTH (TTE)**

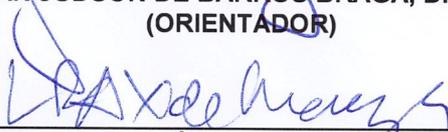
HENRIQUE BERILLI SILVA MENDES

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.

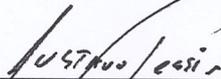
APROVADA POR:



**ADONIRAN JUDSON DE BARROS BRAGA, Dr., ENE/UNB
(ORIENTADOR)**



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



**GUSTAVO PESSIN, Dr., ITV
(EXAMINADOR EXTERNO)**

Brasília, 28 de junho de 2019.

FICHA CATALOGRÁFICA

MENDES, HENRIQUE BERILLI SILVA

Plataforma experimental para Comunicação Through-The-Earth (TTE) [Distrito Federal] 2019.

xvi, 93 p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2019).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

1. TTE

3. Underground propagation channel

I. ENE/FT/UnB

2. Underground communication

4. Magnetic antennas

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

MENDES, H.B.S. (2019). *Plataforma experimental para Comunicação Through-The-Earth (TTE)*. Dissertação de Mestrado, Publicação PPGEE.DM-723/2019, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 93 p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Henrique Berilli Silva Mendes

TÍTULO: Plataforma experimental para Comunicação Through-The-Earth (TTE) .

GRAU: Mestre em Engenharia Elétrica ANO: 2019

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. Os autores reservam outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa Dissertação de Mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito dos autores.



Henrique Berilli Silva Mendes

Depto. de Engenharia Elétrica (ENE) - FT

Universidade de Brasília (UnB)

Campus Darcy Ribeiro

CEP 70919-970 - Brasília - DF - Brasil

"Aos meus pais, que sempre acreditaram e me apoiaram em meus sonhos"

Henrique Berilli Silva Mendes

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por sempre iluminar meu caminho e me ajudar a conquistar cada um dos meus sonhos. Agradeço pelo dom da vida e pela saúde que me permitiu chegar onde estou. Agradeço aos meus pais, Geidla Márcia Silva e Janes Berilli Mendes, que sempre me ensinaram a lutar e batalhar pelos meus sonhos, sempre estiveram ao meu lado nos momentos difíceis e me apoiaram independente de qualquer coisa. Eles me ensinaram os maiores valores da vida e o significado de família. Eles são meus exemplos e tudo de mais importante que tenho e conquistei foi com a ajuda de deles. Muito obrigado por sempre me apoiarem e cuidarem de mim. Gostaria de agradecer a minha namorada, Hanna Letícia Lima da Silva, por todo o apoio dado ao longo desses 2 anos, por sempre estar ao meu lado e por toda revisão feita realizada neste trabalho. Agradeço aos meus amigos por estarem sempre ao meu lado principalmente quando precisei. Obrigado por me ensinarem e por terem me ajudado a chegar onde estou. Quero agradecer especialmente à: Josua Peña e Bruno Chaves por me ajudarem a concluir esta dissertação e por terem trabalhado comigo. Agradeço ao meu ex chefe e Flávio Ferreira Lima, do ministérios das comunicações, por toda a ajuda, contribuições e auxílios em meu trabalho de conclusão de curso. Ao meu Grande amigo João Pedro Cerqueira, por me inspirar a seguir a carreira de Engenheiro. Agradeço em especial ao meu orientador, Adoniran Judson de Barros Braga, por todo o suporte fornecido, por toda a ajuda, tempo disponibilizado e por tamanha dedicação e paixão ao que faz.

Henrique Berilli Silva Mendes

RESUMO

Os ambientes de uma mina subterrânea são hostis e estão sujeitos a efeitos climáticos como tremores e inundações, tornando-se propícios para desastres. Além disso, os sistemas de comunicações comumente utilizados nesses locais não são resistentes a esses acontecimentos. A comunicação através da terra (TTE) mostrou-se adequada para comunicações de emergência porque seu sinal pode penetrar na rocha e não requer cabeamento entre a superfície e o subsolo. Esse sistema de comunicação é baseado em indução magnética e utiliza baixas frequências para transmissão.

Para a viabilidade da comunicação é necessário entender todos os processos que estão envolvidos nela. Para isso buscou-se caracterizar as antenas projetadas, assim como os campos teóricos e medidos e o fator de atenuação do solo. Posteriormente, com os resultados coletados, foi extraída a impedância do canal e sua devida função de transferência, para entender o melhor funcionamento dessa comunicação e poder otimizá-la.

Este trabalho apresenta uma plataforma experimental de rádio definida por software para comunicação de curta distância Through-The-Earth (TTE). A metodologia para medição de parâmetros de canal e o desempenho de comunicação digital são apresentados, fornecendo dados para modelagem de canais e possibilitando encontrar os limites operacionais de funcionamento em tais ambientes TTE.

Neste trabalho são apresentados o estado-da-arte dos sistemas de comunicação TTE; o desenvolvimento de uma plataforma experimental de enlace para o sistema de comunicação TTE; o design, fabricação e caracterização de antenas para tal sistema; a metodologia para caracterização do canal de propagação e resultados medidos para cenários de transmissão a curtas distâncias; curvas e análises do desempenho de transmissão digital em ambiente TTE; e um estudo dos efeitos do circuito de ressonância no transmissor e receptor do sistema.

ABSTRACT

The environments of an underground mine are hostile and are subject to climatic effects such as tremors and floods, making them amenable to disasters. In addition, the communication systems commonly used in these places are not resistant to these events. Through-The-Earth communication (TTE) has proven to be suitable for emergency communications because its signal can penetrate the rock and does not require cabling between the surface and the underground. This communication system is based on magnetic induction and uses low frequencies for transmission.

For the viability of communication it's necessary to understand all the processes that are involved in it. For that, the loop antennas were designed and manufactured. Measured magnetic

fields and channel attenuation factors were analysed and compared to theoretical models, as well as parameters such as the channel impedance and channel transfer function.

This work presents an experimental Software-defined radio (SDR) for short-distance communication TTE. The methodology for channel parameter measurement and digital communication performance are presented, providing data for channel modeling and finding the operational limits of operation in such TTE environments.

This work presents the state of the art of TTE communication systems; the development of an experimental platform for the TTE communication system; the design, manufacture and characterization of antennas for such a system; the methodology for propagation channel characterization and measured results for short-range scenarios; curves and analysis of digital transmission performance in TTE environment; and a study of the effects of the resonance circuit at the transmitter and receiver.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	3
1.3	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	4
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	4
2	CONCEITOS BÁSICOS	6
2.1	AMBIENTE DE MINERAÇÃO	6
2.2	COMUNICAÇÃO EM MINAS SUBTERRÂNEAS	8
2.2.1	TTW: THROUGH-THE-WIRE - ATRAVÉS DO CABO	8
2.2.2	TTA: THROUGH-THE-AIR	9
2.3	TTE: THROUGH-THE-EARTH	10
2.4	EQUIPAMENTO PARA COMUNICAÇÃO SUBTERRÂNEA	12
3	PROPAGAÇÃO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO TTE	14
3.1	ZONAS DE CAMPO	15
3.2	MODELOS TEÓRICOS DE PROPAGAÇÃO TTE	16
3.3	MODELAGEM DE CANAL	18
3.4	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CANAL	21
4	FIGURA DE MÉRITO PARA ANTENAS DE LOOP DE INDUÇÃO	23
4.1	DESCREVENDO A FIGURA DE MÉRITO	23
4.1.1	PRINCÍPIO	23
4.1.2	ABERTURA ESPECÍFICA	24
4.1.3	INTENSIDADE DO CAMPO	25
4.1.4	EFEITO DO NÚMERO DE VOLTAS	26
4.1.5	FORMATO DA ANTENA	26
4.1.6	ESCOLHA DO MATERIAL	27
4.1.7	ABERTURA EFETIVA E COMPRIMENTO EFETIVO	31
4.2	PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS	31
4.3	CONCLUSÃO	32
5	ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO TTE	33
5.1	INTRODUÇÃO SOBRE ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO TTE	33
5.2	CLASSIFICAÇÃO DA ANTENA	33
5.2.1	ANTENAS DE CAMPO MAGNÉTICO (H)	34
5.2.2	ANTENAS DE CAMPO ELÉTRICO (E)	34

5.2.3	COMPARAÇÃO DE ANTENAS DE CAMPO E E H	35
5.3	ESCOLHA DO SISTEMA DE ANTENA	36
5.4	ABERTURA ESPECÍFICA - CARACTERÍSTICAS	37
5.5	ANTENA COM NÚCLEO MAGNÉTICO	37
5.6	PROXIMIDADE E EFEITOS DE PROFUNDIDADE PELICULAR	38
5.6.1	AUTO CAPACITÂNCIA	39
5.7	TRANSMISSOR	42
5.7.1	ALIMENTANDO UMA ANTENA SINTONIZADA	42
5.7.2	ALIMENTANDO UMA ANTENA NÃO SINTONIZADA	43
5.8	RESULTADOS	43
5.8.1	ANTENAS PROJETADAS.....	43
5.9	CONCLUSÃO	52
6	SINTONIZAÇÃO DA ANTENA	53
6.1	CIRCUITO DE RESSONÂNCIA	53
6.2	ANTENA SINTONIZADA Vs. ANTENA NÃO SINTONIZADA.....	57
6.3	CAPACITOR DE SINTONIZAÇÃO	57
6.4	O SISTEMA SEM RESSONÂNCIA	58
6.5	O SISTEMA COM RESSONÂNCIA	59
6.6	AMORTECIMENTO	61
6.7	DUPLA RESSONÂNCIA.....	62
6.8	RESULTADOS	63
6.8.1	RESSONÂNCIA	63
6.8.2	AMORTECIMENTO	63
6.8.3	DUPLA RESSONÂNCIA.....	65
6.9	CONCLUSÃO.....	67
7	RUÍDO EM SISTEMAS TTE	68
7.1	RUÍDOS NAS FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO	68
7.1.1	RUÍDO ATMOSFÉRICO	68
7.1.2	RUÍDO ANTRÓPICO	69
7.2	CONFIGURAÇÕES DE ANTENAS, EQUIPAMENTOS E CAMPANHA DE ME- DIDAS	69
7.3	SIMULADOR BASEADO EM MEDIDAS	72
7.4	RESULTADOS	72
7.4.1	MEDIDAS DE RUÍDO PARA O TESTE DE COMUNICAÇÃO TTE.....	76
8	PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS.....	78
8.1	CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE PROPAGAÇÃO	79
8.1.1	CANAL TTE	79
8.1.2	VNA	79
8.2	CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO DIGITAL	82

8.3	DISCUSSÃO E RESULTADOS	83
9	CONCLUSÃO.....	87
9.1	PROPAGAÇÃO	87
9.2	PROJETO DA ANTENA	87
9.3	RUÍDO.....	88
9.4	RESSONÂNCIA	88
9.5	SONDAGEM DO CANAL	89
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	90

LISTA DE FIGURAS

2.1	a) Minas de superfície [1] b) Minas subterrâneas [2]	7
2.2	Telefone Magnético - Magnetofone [3]	8
2.3	Cabo fendido - Leaky Feeder [4]	9
2.4	TTA	10
2.5	Leaky Feeder	11
2.6	Processo de comunicação do modelo TTE	12
3.1	Representação esquemática de sistema de comunicação TTE, operando em <i>down-link</i> . As dimensões típicas das antenas são da ordem de dezenas de metros [5].	14
3.2	Regiões de campo para antenas típicas Adaptado de: OSHA [6].....	16
3.3	Meio condutor infinito MIC	17
3.4	Geometria para cálculo de campo magnético no ponto (h,ρ) para antena <i>loop</i> circular a uma altura h_0 do solo [5].....	18
3.5	Geometria utilizada no cálculo do campo magnético entre duas antenas <i>loop</i> . O ângulo α formado por vetores ortogonais aos planos determinados pelas duas antenas é o resultado de rotações em torno do \hat{x}' e \hat{y}' eixo [5].	19
3.6	Modelamento do circuito das antenas em transmissão e recepção (VM1 tem impedância interna infinita).....	21
4.1	Abertura específica de diferentes antenas <i>loops</i> e seus formatos. Ao comparar antenas de massa igual, a forma afeta o desempenho. Linha de cima: Antenas de mesma massa e perímetro - O <i>loop</i> circular é melhor. Linha do meio: Antenas de mesma massa e 'maior diâmetro' - <i>Loop</i> circular é melhor. Linha inferior: Antenas de mesma massa e 'menor diâmetro' - as performances são iguais. Fonte: Gibson[7].....	27
4.2	Indutância do enrolamento de fio [8].	29
5.1	Modelo esquemático da antena <i>loop</i> , incluindo o efeito de autocapacitância.....	40
5.2	Foto da primeira antena desenvolvida pelo projeto, no formato quadrado, com 12 Kg de cobre, fio AWG 11 e área de $1,72 m^2$	43
5.3	Resistência parasita da primeira com relação a frequência.....	44
5.4	Foto da segunda antena desenvolvida pelo projeto, no formato quadrado, com 4,9 Kg de cobre, fio AWG 11 e área de $1,72 m^2$	45
5.5	Foto da terceira antena desenvolvida pelo projeto, no formato octogonal, com 2,97 Kg de cobre, fio AWG 11 e área de $2,43 m^2$	46
5.6	Resistência parasita da antena de PVC com relação a frequência	47
5.7	Foto da quarta antena desenvolvida pelo projeto, no formato circular, tentando imitar o TAG da TI, com 11 gramas de cobre, fio AWG 32 e área de $1,76 \times 10^{-6} m^2$	48

5.8	Resistência parasita da antena TAG, sendo relacionada com a frequência	49
5.9	Foto da ultima antena desenvolvida pelo projeto, no formato circular, em que buscou-se otimizar o amplificador, utilizou-se cabo flexível de 6 mm^2 utilizando-se 240 m de fio e área de $19,63\text{ m}^2$	49
5.10	Código desenvolvido no MATLAB para calcular a relação entre a potência do amplificador e o momento magnético da antena	51
5.11	Relação entre o tamanho do fio com o momento magnético de uma antena de área fixa e um amplificador de tensão limitado.	51
5.12	Relação entre a resistência com o momento magnético da antena, com isso temos a taxa da tensão pela corrente máxima do nosso amplificador de potência.....	52
6.1	O circuito ressonante LC [9].....	53
6.2	A energia do campo elétrico no capacitor se transfere para o campo magnético do indutor [9].	53
6.3	Oscilação amortecida do circuito de ressonância [9].	54
6.4	Circuito LC fora da ressonância [9].....	54
6.5	O circuito LC paralelo na frequência de ressonância [9].....	55
6.6	Circuito de sintonia de um receptor [9].	55
6.7	Circuito ressonante LC série [9].	56
6.8	Resposta de um circuito de sintonia LC [9].....	56
6.9	Circuito equivalente da antena transmissora sem ressonância.	59
6.10	Circuito equivalente da antena receptora sem ressonância.	59
6.11	Circuito equivalente da antena transmissora com ressonância.....	60
6.12	Circuito equivalente da antena receptora com ressonância.	61
6.13	Comparação entre a função de transferência do canal com e sem ressonância	64
6.14	Comparação entre a função de transferência do canal com ressonância usando resistência de amortecimento de 1Ω e 10Ω	64
6.15	Primeiro circuito ressonante da dupla ressonância.	65
6.16	Segundo circuito ressonante da dupla ressonância, com a antena acoplada.	65
6.17	Circuito completo com dupla ressonância com o uso da antena acoplada.	66
6.18	Circuito completo com dupla ressonância com o uso da antena acoplada.	66
7.1	Diagrama de blocos do sistema de recepção utilizado para as medições [10].	70
7.2	Mapa dos locais onde foram feitas as medidas de ruído	71
7.3	Densidade espectral de potência do ruído medida referente a três componentes ortogonais do vetor campo magnético [10].....	73
7.4	Densidade espectral de potência do ruído medida referente ao campo magnético vertical em NR, CO e RU [10].	74
7.5	Função densidade de probabilidade do ruído medida para 3 kHz em NR, CO e RU [10].....	75
7.6	Função densidade de probabilidade do ruído medida para 9 kHz em NR, CO e RU [10].....	75

7.7	Comparação das BER em NR, CO e RU para as bandas de 3 kHz e 9,6 kHz [10].	76
7.8	Comparação das BER em NR, CO e RU para as bandas de 3 kHz e 9,6 kHz [11].	77
8.1	Cenário para comunicação TTE. Representação do meio ambiente entre túnel subterrâneo e estacionamento na RU/UNB [11].	78
8.2	Curvas de perdas do canal em tensão pela frequência.	80
8.3	Curvas experimentais de admitância, ganho de ressonância e momento magnético.	82
8.4	Transimpedância do canal de comunicação.	83
8.5	Campo magnético medido e campo quasi-estático teórico.	84
8.6	Comparação da função de transferência do canal (FTC) [11].	84
8.7	Impedância de Transferência do Canal Experimental, medida de acordo com a configuração descrita na Seção 8 [11].	85
8.8	Taxa de erro de bit (BER) em função da potência do transmissor, medida na saída do receptor e sem codificação de canal [11].	86

LISTA DE TABELAS

3.1	Comparação entre campo próximo e distante para espaço livre e um meio condutor [11].	15
4.1	Parâmetros típicos para <i>loops</i> de indução com núcleo de ar. Esses <i>loops</i> seriam adequados para comunicação TTE. Todos os <i>loops</i> nesta tabela têm uma massa de 175g de cobre [7].	25
4.2	Os méritos de diferentes materiais de antena [7].	28
4.3	Parâmetros típicos para os <i>loops</i> de indução produzidos.	32
5.1	Campos H, E e J - relação entre intensidade de campo e densidade de fluxo [7].	34
5.2	Comparação de sistemas dipolares elétricos e magnéticos. As expressões mostram a relação sinal/ruído do receptor em função dos tipos de antena do transmissor e do receptor, com os símbolos definidos no texto principal. As expressões entre chaves mostram o SNR relativo, após fatores comuns terem sido removidos das expressões principais [7].	36
5.3	Caracterização dos parâmetros da primeira antena <i>loop</i> produzida para o projeto. ...	44
5.4	Caracterização dos parâmetros da segunda antena <i>loop</i> produzida para o projeto.	45
5.5	Caracterização da antena <i>loop</i> produzida com suporte em PVC.	47
5.6	Caracterização dos parâmetros da antena TAG.	48
5.7	Caracterização dos parâmetros da quinta e maior antena <i>loop</i> produzida.	50
6.1	Tabela de parâmetros de circuitos RLC.	57

LISTA DE SÍMBOLOS

SÍMBOLOS

Φ	Abertura Específica da Antena
ϕ	Ângulo Azimutal
φ	Ângulo Entre o Campo Magnético e o Eixo do Loop Ortogonal a seu Plano
S_{rx}	Área da Antena Receptora <i>Loop</i>
S_{tx}	Área da Antena Transmissora <i>Loop</i>
H	Campo Magnético
Γ	Coefficiente de Reflexão da tensão nos Terminais de Entrada
x	Comprimento do Fio Usado no Enrolamento
λ_{rocha}	Comprimento de Onda através da Rocha
λ_0	Comprimento de Onda na Frequência de Operação
σ	Condutividade
I_g	Corrente no Gerador
I_{tx}	Corrente no Transmissor <i>Loop</i>
I	Corrente
ρ	Densidade
ρ_m	Densidade do material
h_0	Distância entre a Antena e o Solo
h	Distância entre a Antena Enterrada no Subsolo e o Solo
θ	Eixo de rotação
T	Frequência Espacial Normalizada em Dado Alcance r
ω	Frequência de Operação
F	Função de Transferência do Canal em uma direção
G_r^{rx}	Ganho Normalizado do Receptor na Direção r
G_r^{tx}	Ganho Normalizado do Transmissor na Direção r
Z	Impedância
L	Indutância
l	Largura do Enrolamento
m_d	momento magnético
N_{rx}	Número de Voltas do Receptor <i>Loop</i>
N_{tx}	Número de Voltas do Transmissor <i>Loop</i>
p	Perímetro

SÍMBOLOS

μ	Permeabilidade Magnética
μ_0	Permeabilidade Magnética no vácuo
ϵ	Permissividade
P	Potência
P_{rx}	Potência do Receptor <i>Loop</i>
P_{tx}	Potência do Transmissor <i>Loop</i>
δ	Profundidade Pelicular
r	Raio
rx	Receptor
R	Resistência
R_x	Resistência em Ω/Km tabelado
t	Tempo
V	Tensão
V_{rx}	Tensão nos Terminais do Receptor
V_{tx}	Tensão nos Terminais do Transmissor
tx	Transmissor <i>Loop</i>
χ	Variável Auxiliar
v_0	Velocidade de Propagação da onda
v_{rocha}	Velocidade de Propagação na rocha

ABREVIACOES

AWG	American Wire Gauge
cm	centimetros
FSK	Frequency Shift Keying
Hz	Hertz
HHS	Homogeneous Half-Space
IC	Infinite Conductive Medium
LF	Low Frequency
MIC	Meio infinito Condutivo
MFIE	Magnetic Field Integral Equation
MoM	Method of Moments
MSK	Minimum Shift Keying
NIOSH	National Institute for Occupational Safety and Health (United States of America)
PED	Personal-Emergency-Device
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
PSK	Phase Shift Keying
Q	Fator de Qualidade
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
RMS	Valor eficaz
RSR	Razão Sinal Rudo
RF	Radio Frequency
RMSE	Random Mean Square Error
SEH	Semi-Espaço Homogêneo
SHF	Super High Frequency
SSB	Single Side Band
SWG	Standard Wire Gauge
TTA	Through the Air
TTE	Through the Earth
TTW	Through the Wire
TS	Thin Sheet model
UHF	Ultra High Frequency
ULF	Ultra Low Frequency
UWB	Ultra-wideband
VHF	Very High Frequency
VLf	Very Low Frequency
SSB	Single Side Band

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A atividade de mineração é a extração de minerais ou materiais geológicos da Terra necessária para obter qualquer material que não possa ser cultivado ou produzido artificialmente. Se tornou uma atividade de grande relevância econômica para muitos países, inclusive o Brasil. A extração de mineral está ligada diretamente a base da cadeia produtiva, sendo o primeiro elo da produção de uma gama de produtos, pois está diretamente ligada à indústria de base e, por meio dela, a diversas outras indústrias.

Devido sua grande importância, principalmente econômica, a atividade de mineração deve funcionar bem e de maneira segura, demandando serviços auxiliares, como a comunicação entre os funcionários. Um sistema de comunicação eficiente melhora o fluxo de informação, conferindo maior confiabilidade às decisões tomadas e aumentando a chance de sucesso nos objetivos traçados [12]. Mais recentemente, com a crescente automação na mineração, também se tornou importante garantir a comunicação entre máquinas e equipamentos.

A comunicação nas minas é de essencial importância. Ela deve estar presente em todas as fases da mineração e é por meio dela que se consegue melhorar o processo, aumentar a produtividade e reduzir os riscos. Ela é necessária para uma série de aplicações, como localização de trabalhadores presos em minas subterrâneas, comunicação para postos de comando soterrados, e telemetria de sensores usados em perfurações exploratórias ou identificação de minerais. As operações autônomas dentro de uma mina e as de monitoramento dependem diretamente dos enlaces de comunicações [13]. A vital importância da comunicação na mineração subterrânea é quando há um acidente; com ela é possível facilitar o resgate. O enlace de comunicação de emergência será o caminho que ajudará a localizar as vítimas e transmitirá informações vitais.

Normalmente, as minas subterrâneas são muito úmidas, com a umidade relativa do ar próxima a 90%. Água corrosiva, poeira, gases explosivos e tóxicos, como carbono e dióxido de metano, são substâncias que podem afetar trabalhadores e máquinas, incluindo sistemas de comunicação, tornando a comunicação muito mais difícil. A modelagem de canais em tais mídias permite uma estratégia mais precisa para comunicação em minas, porém deve levar em conta a complexidade e heterogeneidade do solo.

Esse cenário está presente em outras aplicações, como a da construção civil, túneis de metrô, mas agora em condições mais hostis. A expansão desses cenários, acarreta na necessidade de maior área de cobertura demandando uma infra-estrutura de telecomunicação no interior crescente e contínua. Isto é especialmente correto em comunicações TTA (Through the-Air) onde o ar dentro da mina é o meio de propagação. Outra característica da mina que influencia a comunicação do TTA é a forma e o tipo de acesso. Escavações formando minas abertas suportadas

por pilares fornecem diferentes condições de propagação a partir de minas em túnel que tendem a criar um efeito de guia de onda com baixo índice de perda de propagação.

Devido os tipos de materiais extraídos das minas, suas características são alteradas, conferindo uma característica elétrica do meio única, tornando cada uma delas diferentes uma da outra não apenas da perspectiva do mineral, mas também da proporção de diferentes materiais e umidade. Variação da condutividade elétrica no meio, desperta perdas substanciais de propagação e pode definir o tipo de equipamento a ser usado, bem como a configuração de trabalho dos sistemas de comunicação TTE (Through-The Earth). Para comunicações de radiofrequência dentro das minas, como TTA e, em alguns casos, TTW (Through-The-Wire), a condutividade das paredes de túneis da mina pode afetar os coeficientes de reflexão e difração e, conseqüentemente, a dispersão do tempo do canal de propagação.

Os sistemas de comunicações sem fio da Terra (TTE) têm uma ampla gama de aplicações, como usos na indústria de mineração; indústrias de petróleo; aplicações de levantamento geofísico; comunicações de túneis e metrô; localização de oleodutos por serviços de água e gás [7]; comunicações de resgate de espeleologia, etc.

As minas são ambientes hostis e muito suscetíveis a acidentes, desse modo, quando se tem um acontecimento, as suas comunicações tradicionais podem ser interrompidas ou danificadas devido ao ocorrido e a indisponibilidade desse recurso dificulta as ações de socorristas. Desastres como explosões, inundações, detonação de rochas ou quedas do teto podem danificar os cabos e fios, além da possibilidade de bloquear as vias aéreas com os riscos existentes dentro da mina.

Os sistemas de comunicação através da terra (TTE) nos quais o sinal de rádio passa diretamente através da sobrecarga da mina, oferecem o potencial para ser altamente permeável em um ambiente de mina de carvão, estabelecendo comunicações sem fio reais entre o pessoal subterrâneo e de superfície [14].

A propagação de sinais de radiofrequência (RF) é atenuada na terra mesmo com baixa condutividade do solo, mas frequências de aproximadamente 10 Hz a 10 kHz podem propagar distâncias significativas, tornando esse tipo de comunicação viável. Os sistemas TTE operam tipicamente em frequências menores que 5 kHz . O caminho para os sinais transmitidos pode ser vertical através da sobrecarga ou horizontal através da camada de minério. Esse sistema de comunicação permite fornecer enlace de comunicação de voz em tempo real ou mensagens de texto ou emitir um sinal de sinalização periódico, que pode ser detectado na superfície e permite que os resgatadores calculem a localização de sua origem, auxiliando em possíveis resgates.

A transmissão TTE é afetada e limitada na maioria dos casos, por vários fatores. Os fatores que afetam a transmissão do sinal incluem a frequência, o momento magnético do transmissor e a natureza da sobrecarga, como sua condutividade elétrica, sua profundidade e quaisquer variações geológicas que apresentam mudanças nas propriedades elétricas da sobrecarga. A recepção de um sinal transmitido também é afetada pela presença de ruído atmosférico e elétrico, tanto no subsolo quanto na superfície, e tanto natural como artificial. A capacidade do sistema de se comunicar depende da energia principal do sinal transmitido, após a atenuação através da terra,

que é suficiente para exceder o ruído no local do receptor. Finalmente, a configuração da antena (por exemplo, *loop* ou linear) pode afetar a transmissão e a recepção. Sabe-se que quanto menor a frequência de um sinal transmitido, menor a atenuação do sinal através da terra [15]. No entanto, em frequências muito baixas, as taxas de transmissão de dados são limitadas e somente mensagens de texto ou pré-programadas podem ser possíveis. As taxas práticas mais baixas geralmente permitem a maior penetração de profundidade e são normalmente usadas para gerar sinais de baliza no subsolo. Os sinais de localização podem ser detectados por equipes de resgate na superfície em longas distâncias para as quais as transmissões de dados e voz não são possíveis, e podem ajudar a determinar a localização aproximada do transceptor. Dadas estas limitações, é desejável que o sistema TTE tenha múltiplas capacidades de frequência de transmissão para otimizar alcance e modo (taxa de bits para voz, texto, beacon) para um dado conjunto de condições geológicas.

Um regulamento do Congresso dos Estados Unidos da América foi estendido exigindo sistemas confiáveis para situações de emergência em minas subterrâneas. Tal regulamentação foi nomeada como Melhoria de Mina e Nova Lei de Resposta a Emergências (Lei MINER) e estimulou a pesquisa sobre a comunicação TTE. De acordo com este estatuto, tal sistema deve ser sem fio, bidirecional, fornecer comunicação da superfície para a mina subterrânea e vice-versa, e rastrear pessoas enterradas.

Wait em [16] e [17] atualizou essas simplificações e propôs o modelo Homogêneo Half-Space (HHS) (meio-espaco homogêneo), em que uma antena está localizada no ar sobre um solo homogêneo de condutividade elétrica, diferente do vácuo, e a outra antena está enterrada a uma certa distância da superfície. Mais tarde, Hill e Wait em [18] propuseram um modelo que modifica o HHS de Wait, introduzindo uma barreira condutiva entre o ar e o solo. Essa barreira tem uma condutividade elétrica mais alta do que o solo homogêneo onde a antena do receptor está enterrada devido ao uso de equipamento elétrico e da superfície do cabo e em baixas profundidades. Finalmente, em 2014, Lincan, em sua tese de doutorado [15], propôs um modelo mais complexo que caracteriza o meio de propagação como um solo estratificado com diferentes condutividades elétricas para cada camada.

Os objetivos gerais desta dissertação estão em construir uma plataforma experimental capaz de:

- Medir as características do meio de propagação TTE.
- Realizar transmissão digital e avaliar seu desempenho.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

A comunicação TTE, devido suas amplas aplicações, possui diversos interessados, dos mais distintos setores (governo, empresas, sociedade). Neste trabalho, o tema abordado será os testes

de comunicação TTE, com a intenção de apresentar o projeto, caracterização e a análise de um sistema de comunicação de indução magnética aplicado a um cenário de TTE. Dessa forma, o enfoque do trabalho será o estudo e testes do sistema de comunicação TTE, com destaque para a influência do canal e do ruído que aflige esse sistema. O entendimento de como o canal e o ruído se comportam e como afetarão o desempenho do sistema é a base para o projeto de qualquer sistema de comunicação. Portanto, objetiva-se por meio deste trabalho realizar a caracterização completa do cenário, com ênfase no canal, nas antenas e no ruído que essa comunicação está sujeita e propor soluções para os problemas enfrentados nos testes reais de transmissão e comunicação.

1.3 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

Os objetivos específicos do projeto são os seguintes:

- Apurar o estado-da-arte dos sistemas de comunicação TTE,
- Desenvolver uma plataforma experimental de enlace para o sistema de comunicação TTE,
- Desenvolver e caracterizar as antenas para esse sistema de comunicação TTE, com foco nas possíveis aplicações desejadas,
- Caracterizar, de forma experimental, os canais, em diferentes cenários, comparando com os resultados apresentados em outras teorias,
- Investigar o desempenho do sistemas de comunicação TTE por meio de testes práticos de enlace,
- Investigar a modificação da resposta em frequência global que a utilização da sintonização das antenas com um capacitor de ressonância trará.

1.4 APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO

No Capítulo 2 será introduzido a revisão bibliográfica sobre o tema de estudo, conceitos gerais relacionados à mineração e às comunicações subterrâneas, visando entender seu funcionamento. Uma abordagem histórica das comunicações TTE é feita, com o objetivo de melhor entender o estado-da-arte dessa tecnologia.

No Capítulo 3 são apresentados os modelos de propagação para sistemas de comunicação TTE. Quando se tem a propagação de ondas eletromagnéticas em um meio condutivo como o solo de uma mina, traz-se uma grande complexidade ao problema, principalmente devido a modelagem do solo.

No Capítulo 4 será abordado um importante índice de qualidade das antenas, irá ser apresentado o conceito de figura de mérito e suas aplicações dentro da comunicação TTE.

No Capítulo 5 tem-se a motivação da utilização das antenas magnéticas e como foram confeccionadas para os testes. Serão apresentadas as características intrínsecas das antenas e como foram utilizadas no desenvolvimento da plataforma experimental da comunicação TTE.

No Capítulo 6 será debatido sobre a ressonância e os benefícios em sua utilização. Além disso, serão apresentadas técnicas para melhorias no ganho e na largura de banda do canal, utilizando resistência de amortecimento e a teoria da dupla ressonância.

No Capítulo 7 tem-se os ruídos que fizeram parte das medidas dos testes e haverá uma discussão sobre suas influências na comunicação, juntamente com seu comportamento em determinados locais da região.

No Capítulo 8 serão apresentados os procedimentos experimentais que foram realizados para obtermos a plataforma experimental de comunicação TTE, será mostrado como foi realizado a montagem, os cenários e como foram desenvolvidos os testes.

Finalmente, no Capítulo 9 são apresentadas as conclusões em detalhe, destacando ao final as possibilidades futuras de trabalho.

O projeto Comunicações Through-The-Earth para mineração Autônoma e Controle de Ativos ocorre em cooperação entre o Instituto Tecnológico Vale (ITV) e a Universidade de Brasília (UnB), tendo esta dissertação de mestrado como uma das frentes do projeto, sendo financiado pelo ITV, uma instituição sem fins lucrativos, de pesquisa e ensino de pós-graduação vinculada à mineradora Vale. As contribuições dessa dissertação no projeto foram os testes experimentais necessários para a validação dele. Foi desenvolvido experimento que utiliza o VNA, possibilitando que fosse estudado o canal TTE, em determinados cenários, assim como foi possível compreender as dificuldades da comunicação. Além disso, também contribuiu-se com os testes de comunicação digital, que comprovam a viabilidade da utilização dessa técnica de comunicação.

2 CONCEITOS BÁSICOS

Neste capítulo serão abordados tópicos relevantes, existentes na literatura, que se relacionam com a comunicação TTE, comunicação subterrânea (CS). Portanto, o objetivo desta seção é explicar as ideias associadas a essa base de trabalho.

As seções 2.1 e 2.2 apresentam os conceitos de mineração e comunicação em minas subterrâneas. A seção 2.3 apresenta parte dos protocolos de comunicação usados para CS. Na seção 2.4 alguns equipamentos comerciais são apresentados.

2.1 AMBIENTE DE MINERAÇÃO

As minas são ambientes de exploração de algum minério natural e elas podem ser classificadas de duas maneiras, que levam em consideração o modo de escavação, sendo classificadas nas seguintes categorias: mina a céu aberto ou mina subterrânea [19]. De acordo com [20] quando há minérios na superfície ou próximo a ela, esse é classificado como mina de superfície. Esse tipo de mina é explorado através de poços abertos ou métodos de fundição abertos, geralmente minerando em bancos ou degraus. Além disso, este tipo de mina é o mais predominante usado em todo o mundo, tem alta produtividade, baixo custo operacional e oferece boas condições de segurança. Ainda com relação as definições do [20], nos casos em que o mineral está a vários metros abaixo da superfície, denomina-se como uma mina subterrânea. E existe uma subclassificação que irá dizer o tipo de técnica de suporte das paredes e dos telhados, essas minas podem ser classificadas como não suportadas, suportadas ou cavernas.

- **Minas não suportadas:** são as que possuem os depósitos minerais aproximadamente tabulares. Sendo associadas, geralmente, com minério forte e rocha circundante, possibilitando a ausência de pilares artificiais para auxiliar no apoio das aberturas.
- **Minas suportadas:** são as que possuem fracas estruturas de rocha, necessitando a criação de suportes artificiais. O método de construção mais utilizado é o chamado de "Recorte e enchimento", que consiste em preencher os vazios criados enquanto se toma fatias horizontais de mineral com resíduos de rocha, rejeitos, rejeitos cimentados ou outros materiais adequados para suportar as paredes.
- **Minas cavadas:** de acordo com [21], tais minas são caracterizadas por escavação e extração de grandes volumes de rocha que podem resultar na formação de uma depressão superficial cuja morfologia depende do processo de extração mineral, massa de topografia de rocha e superfície do solo.

Na Figura 2.1 são apresentadas imagens relacionadas aos tipos das minas.



(a)



(b)

Figura 2.1: a) Minas de superfície [1]
b) Minas subterrâneas [2]

Para as comunicações sem fio, as minas subterrâneas são ambientes desafiadores. As características desses ambientes são extremas, chegando a ter uma umidade relativa muito elevada, podendo chegar a mais de 90%, em que também existe uma grande presença de gases explosivos, tóxicos e partículas de poeira. Essa atmosfera carregada juntamente com a grande presença de água, faz com que seja gerada uma água corrosiva [22] que acaba interferindo nas comunicações sem fio.

A complexidade desses ambientes, para os sistemas de comunicação, está em sua rápida expansão. Como todos os dias há extração de minérios, as minas acabam ficando maior e para o funcionamento das comunicações tradicionais é necessário a implementação de toda uma estrutura, o que torna ainda mais custosa a manutenção. Sem levar em consideração o dinamismo das lavras que, a medida que se aumenta a profundidade a constituição do solo vai sendo alterada, tornando o ambiente diferente em sua constituição [23]. As técnicas utilizadas em comunicação sem fio usando ondas eletromagnéticas não funcionam bem neste ambiente devido a três problemas: há uma alta perda no caminho em função dos minérios e minerais do solo; o grande tamanho da antena e a condição do canal dinâmico, ou seja, difícil modelamento do canal, uma vez que as minas são ambientes dinâmicos.

As condições de trabalho dentro de uma mina subterrânea são consideradas insalubre e de alto risco, devido às condições extremas. É um ambiente que está constantemente sob alerta de desmoronamentos, quedas, incêndios, explosões, gases tóxicos, inundações e acidentes de trânsito. Mesmo com todas as grandes preocupações, não é possível evitar todos os tipos de acidentes e quando eles são sérios, o socorro é muito mais complicado que em qualquer outro ambientes de trabalho. Isso ocorre porque a estrutura da mina subterrânea não permite uma resposta imediata ao acidente.

Conhecendo o ambiente, torna-se evidente a necessidade de uma comunicação adaptada às minas subterrâneas. O dia a dia nesses ambientes envolvem diversas operações e processos que dependem de enlaces de comunicações seguras, que são resistentes. Existem atividades dentro desse meio que não podem ficar sem uma comunicação eficiente, como o monitoramento remoto e o controle das operações [24]. Quando um acidente ocorre, a importância vital da comunicação em minas subterrâneas se torna ainda mais evidente. Coordenar e localizar os trabalhadores são

ações possíveis graças aos serviços de comunicação de emergência.

Para não colocar em risco a vida dos mineiros depende-se de pessoas responsáveis pela segurança no ambiente de trabalho, em que eles irão verificar a qualidade do local de serviço e os riscos aos quais os trabalhadores estão sendo submetidos. Para que os profissionais da segurança tenham um trabalho efetivo, são necessários meios de comunicação e monitoramento remoto, para que constantemente seja fácil a comunicação com os mineiros e possam ser verificadas as características momentâneas no interior da mina, como o seu ar, possíveis focos de fumaça ou gases tóxicos entre outros parâmetros importantes. Esses processos podem ser realizados por meio de um sistema de comunicação adequado [24].

A gestão de recursos disponíveis dentro das minas subterrâneas representa uma possibilidade de melhora na produtividade. A comunicação contribui para a boa gerência e aumento da produtividade, além de simplificar os resgates em casos de emergência, mostrando-se ser importante e necessária com uma grande confiabilidade .

2.2 COMUNICAÇÃO EM MINAS SUBTERRÂNEAS

2.2.1 TTW: Through-The-Wire - Através do cabo

Os sistemas de comunicação TTW, baseiam-se em meios guiados [24], ou seja, cabos coaxiais, fios trançados de cobre, fibras óticas ou guias de onda. Sistemas esses que são, muitas vezes, utilizados para comunicar entre o interior da minas e a superfície, para realizar seu monitoramento. Uma das primeiras formas de utilizar a comunicação TTW em minas foi através do telefone de magneto [3].

O Magnetofone era baseado na comunicação de voz, que continha um gerador de magneto composto por ímãs. Quando acionada sua manivela, era gerada uma corrente alternada que fazia os sinos tocassem do outro lado da linha, depois disso a bateria alimentava o equipamento de comunicação por voz e estabelecia-se a comunicação através da voz.



Figura 2.2: Telefone Magnético - Magnetofone [3]

O cabo fendido é um sistema híbrido, pois é uma transmissão por cabos que também irradia sinal. Ele utiliza cabos coaxiais fendidos, ou seja, é um cabo que possui uma camada de cobre com pequenas fendas que atuam como um arranjo de antenas em suas estruturas, como pode ser visto na Figura 2.3, para transmitir e receber a informação dentro do túnel. Devido à atenuação ao longo do cabo, é necessário ter amplificadores regularmente espaçados, tipicamente entre 350 e 500 m de distância. Os cabos fendidos funcionam em ambas as direções de comunicação, usualmente nas bandas VHF e UHF [25].

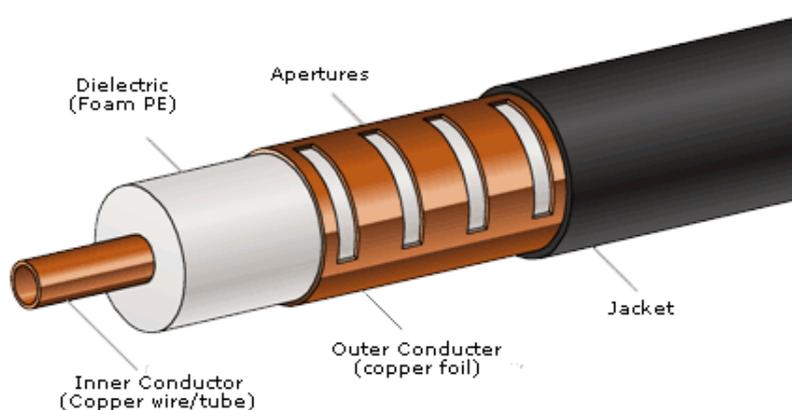


Figura 2.3: Cabo fendido - Leaky Feeder [4]

2.2.2 TTA: Through-The-Air

Diferentemente da comunicação TTW, a Through-the-Air (TTA) é realizada de maneira sem fio, utilizando-se de antenas que irradiam o sinal e a propagação é realizada pelo ar, como na Figura 2.4. Esse sistema possibilita o envio de pacotes de dados, podendo ser de qualquer tipo, vídeo, áudio e puramente dados.

A tecnologia TTA torna-se mais vantajosa do que os sistemas com fio devido à facilidade de instalação e adaptação à expansão da mina. Uma característica particular de minas subterrâneas é que de acordo com sua profundidade e suas atividades de extração de minério o ambiente vai mudando e comportando-se de maneira diferente. A expansão do espaço de cobertura leva à necessidade de ampliação da infraestrutura de comunicação, porém é muito mais simples sua instalação quando comparada com os sistemas cabeados.

Outros aspectos da mina que também influenciam as comunicações TTA são a sua forma e tipo de acesso. Como a mina foi escavada e sua sustentação interfere nas condições de propagação da onda, por exemplo, minas que foram escavadas como túnel tendem a criar um efeito de guia de onda, com baixo índice de perda de propagação [3].

Com o desenvolvimento da tecnologia de comunicação digital de baixo alcance ampliou-se a comunicação TTA nas minas subterrâneas. O investimento foi direcionado a tecnologias como ZigBee, WiFi e o RFID com baixa taxa de dados e UWB para altas taxas, considerando que essas tecnologias oferecem curto alcance, baixa potência e capacidade de posicionamento. Os

equipamentos de rádio utilizados não trazem novidades em relação aos dispositivos RF usados em outras aplicações [26].

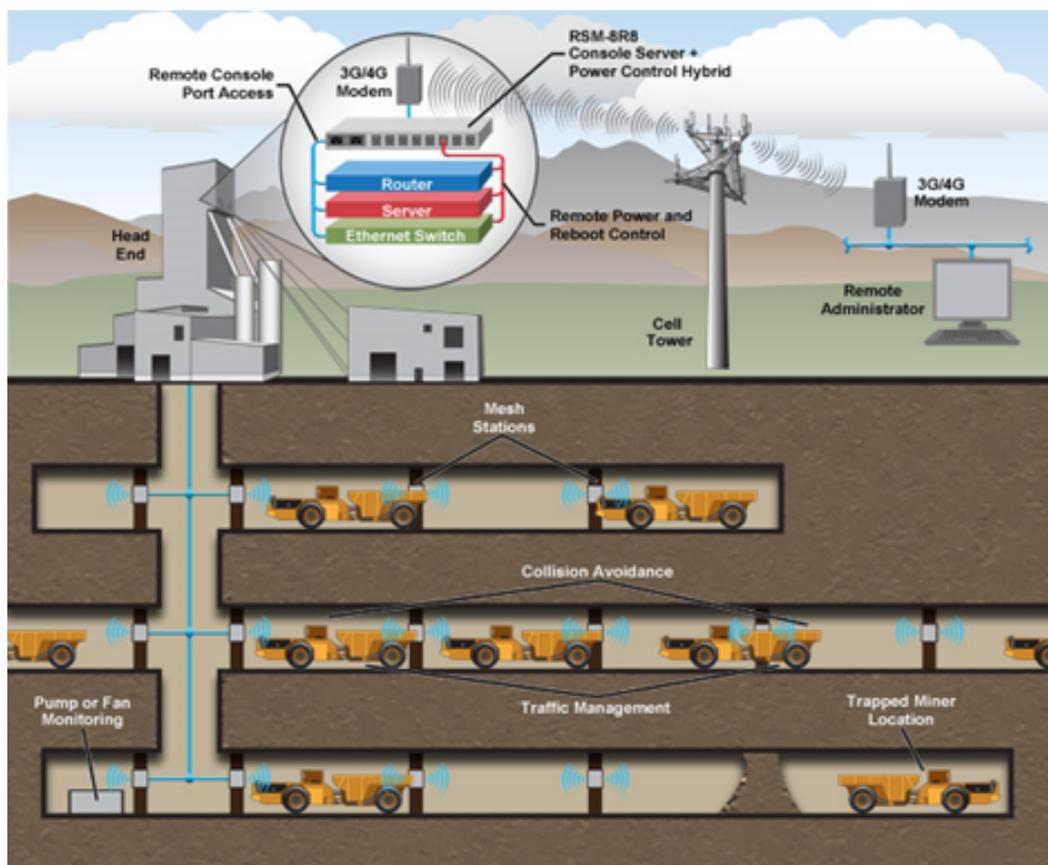


Figura 2.4: Modelo de comunicação TTA [4]

2.3 TTE: THROUGH-THE-EARTH

Os sistemas TTE têm o potencial de proporcionar a comunicação sem fio entre as pessoas que estão no subterrâneo e as que estão na superfície. É um tipo de sinal de rádio usado em minas e cavernas subterrâneas que usa ondas de baixa frequência para penetrar a terra e a rocha, que normalmente são barreiras para os sinais de rádio convencionais de altas frequências [27].

A transmissão TTE supera os obstáculos encontrados no solo com o uso de frequências ultra baixas (ULF), que tem como sua faixa de frequência de 300 Hz a 3 kHz , e em alguns casos utilizam algumas frequências muito baixas (VLF), que tem como faixa de frequência entre 3 kHz a 30 kHz , normalmente utiliza-se na faixa das VLF [28].

A estrutura dos sistemas TTE necessita de menos infraestrutura em sua implementação. São sistemas mais robustos e mais propensos a continuarem funcionando em uma explosão subterrânea, capazes de fornecer um enlace de comunicação para a superfície caso hajam trabalhadores presos. Porém, esse sistema enfrenta grandes problemas, como: grande dimensão da antena para

enviar o sinal e alimentação da antena subterrânea [27]. A tecnologia TTE baseia-se nas ondas eletromagnéticas para estabelecer um enlace entre a superfície e a mina subterrânea, e isso é realizado por meio de um acoplamento magnético que acontece entre as antenas *loop*, como ilustrado na Figura 2.6. A transmissão é normalmente feita por indução magnética em frequências abaixo de 30 kHz , estando sujeita a ruídos atmosféricos e harmônicos produzidos por equipamentos, limitando o desempenho de comunicação especialmente no enlace de subida [29].

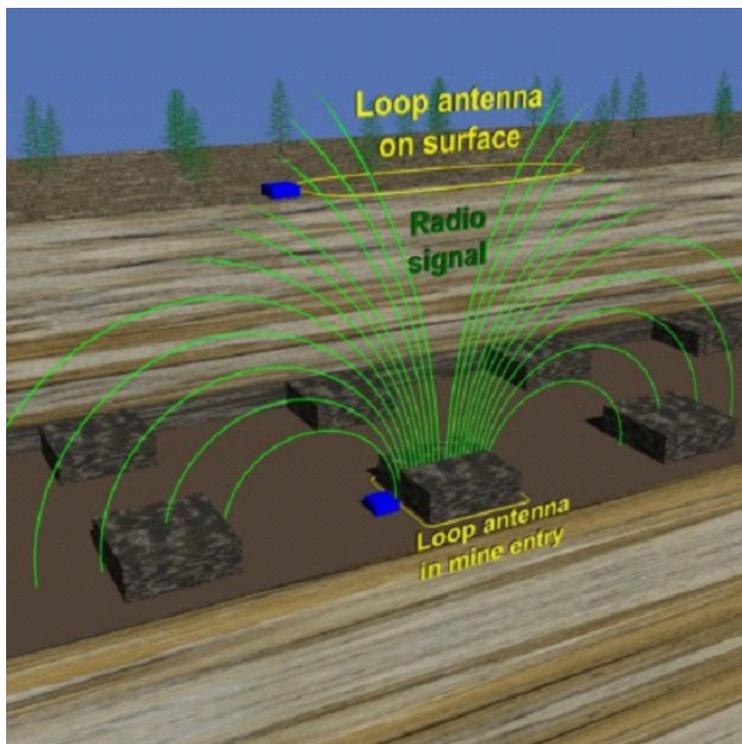


Figura 2.5: Sistema de comunicação TTE [4]

O processo da comunicação TTE tem o sinal sendo gerado por uma fonte, que pode ser um texto, áudio ou vídeo, dependendo da necessidade e da banda disponível; além de informações que serão passadas por um modulador digital, como PSK (Phase Shift Keying) e/ou FSK (Frequency Shift Keying). Após a modulação do sinal ele será amplificado e seguirá para ser enviado pela antena *loop*. A informação percorrerá o solo, atravessando diversas camadas de minerais e minérios até chegar no subsolo. O sinal chegará à antena de recepção com a atenuação do solo e dos ruídos. A mensagem recebida no receptor é feita no processo de demodulação criando o canal de comunicação.

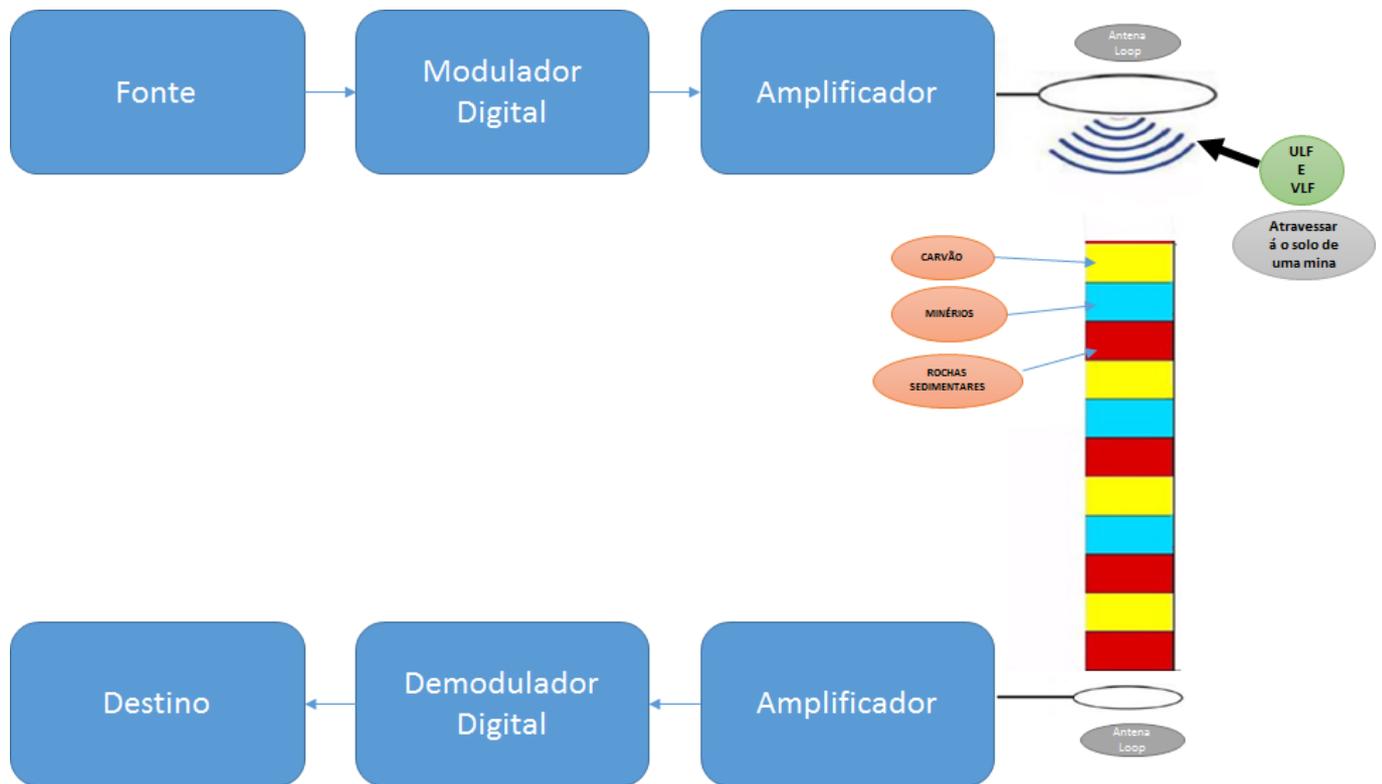


Figura 2.6: Processo de comunicação do modelo TTE

A tecnologia TTE vem trazendo soluções a problemas típicos na comunicação em mineração, mas ainda oferece inúmeros desafios físicos e técnicos, como, por exemplo, o tamanho físico das antenas, os níveis de potência associados e a banda disponível para a transmissão de informação. Mais recentemente, avanços tecnológicos e uma maior preocupação com a eficiência e a segurança em minas tornaram a tecnologia TTE uma realidade.

2.4 EQUIPAMENTO PARA COMUNICAÇÃO SUBTERRÂNEA

Na tecnologia TTE existem cinco protótipos de empresas distintas que comercializam a comunicação TTE: Alartek, E-Spectrum Technologies, Lockheed Martin, Stolar e Ultra Electronics. Nesses projetos, quatro protótipos baseiam-se na detecção de campos magnéticos utilizando antenas *loop* e uma na detecção de campos elétricos.

Os sistemas TTE desenvolvidos se mostraram capazes de desenvolver comunicação unidirecional e bidirecional, de voz e texto em até 300 m (voz) e 600 m (texto) de profundidade, aproximadamente. Para transmitir voz, os protótipos utilizaram frequências de 3150 Hz a 4932 Hz. Alguns protótipos possuíam também um modo de localização baseado em triangulação, em que apenas um tom é transmitido no enlace de subida. Utilizando receptores dispostos na superfície é possível localizar a posição do transmissor por meio do tratamento do sinal recebido.

As modulações que comumente são utilizadas na comunicação TTE são:

- Modulação analógica SSB (Single side band).
- Modulação digital PSK (Phase shift keying).
- Modulação digital FSK (Frequency shift keying).

Algumas empresas conseguiram transformar seus projetos em produtos [30].

O Flex Alert, fabricado pela canadense Mini-Radio Systems, é um sistema de comunicação unidirecional entre galerias subterrâneas e a superfície, utilizado para dar suporte na evacuação de operários em caso de emergência. Utiliza um campo magnético a baixa frequência que transporta informação a um receptor posicionado no capacete dos mineiros. É composto por uma antena tipo *loop* de 10 a 120 *m* de comprimento posicionada estrategicamente sobre a mina. Quando há alguma emergência, um sinal é emitido da superfície para todos os mineiros fazendo a lâmpada do capacete piscar sinalizando a evacuação [31].

O Dispositivo Pessoal de Emergência (PED) da australiana MineSite Technology é um sistema de comunicação unidirecional que permite a transmissão de mensagens de texto específicas às pessoas que se encontram no interior da mina sem uso de cabos. Mesmo fornecendo comunicação só superfície-mina, pode ser utilizado um cabo radiante (*leaky feeder*) para completar a comunicação no enlace de subida [31]. O sistema também é usado para detonação remota de explosivos e controle remoto de equipamentos.

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

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

3 PROPAGAÇÃO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO

TTE

A comunicação através da Terra usa como princípio a transmissão de um sinal eletromagnético utilizando o solo como meio de propagação, transportando as informações desejadas. A representação usual de tais sistemas é mostrada na Figura 3.1, onde há uma antena acima do solo e outra dentro da galeria subterrânea. A dimensão das antenas irá variar de acordo com as características da operação e o objetivo principal do sistema [28].

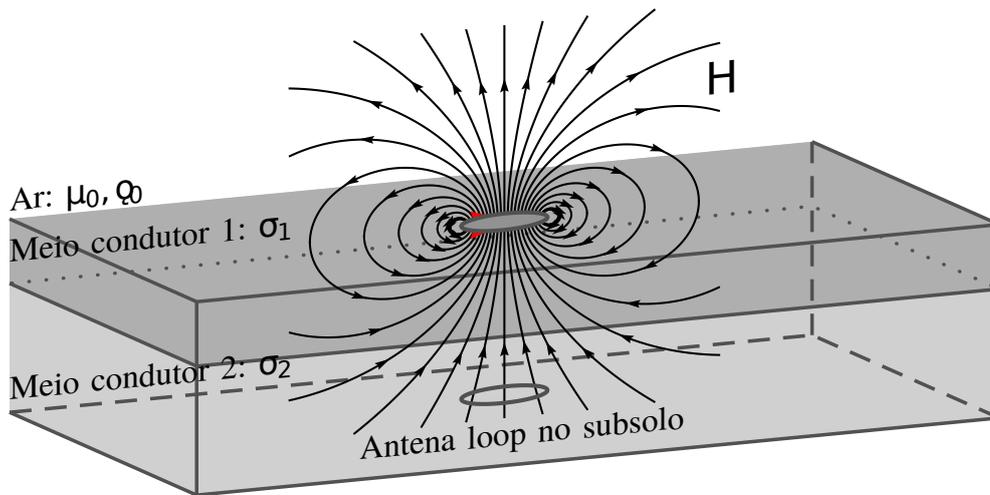


Figura 3.1: Representação esquemática de sistema de comunicação TTE, operando em *downlink*. As dimensões típicas das antenas são da ordem de dezenas de metros [5].

Devido as características intrínsecas do solo, a dissipação de ondas de rádio-frequência e a condutividade elétrica finita, a penetração de ondas eletromagnéticas obedece a equação de difusão $\nabla^2 H = \mu\sigma\partial H/\partial t$ em vez da equação de onda $\nabla^2 H = \mu\epsilon(\partial^2 H)/(\partial t^2)$, onde H representa o campo magnético no meio condutor, σ a condutividade no meio, ϵ a permissividade no meio e μ a permeabilidade no meio.

O decaimento do campo, em um meio condutivo, é expresso pela profundidade pelicular $\delta = \sqrt{\frac{1}{\mu_0\sigma\omega}}$, sendo μ_0 a condutividade magnética do vácuo, σ a condutividade elétrica do solo, ω a frequência angular. Com esta expressão pode-se inferir que a profundidade pelicular aumenta com a diminuição da frequência, ou seja, quanto maior o ω , menor será a profundidade.

Tanto o campo elétrico quanto o campo magnético são atenuados de acordo com o comportamento da profundidade pelicular. Uma onda eletromagnética incidente sobre a fronteira entre o ar e um meio condutor passará por reflexão.

Quando altera-se o meio de propagação para um meio condutor, a velocidade de propagação e o comprimento de onda são alterados. Para este estudo do valor da velocidade de propagação e do comprimento de onda, serão chamados de: v_{rocha} e λ_{rocha} . Isso porque eles são afetados com

a propagação em um meio que possui uma determinada condutividade, no caso, a rocha.

Em um meio considerado bom condutor, a contribuição de μ real pode ser desconsiderada e o comprimento de onda que atravessa as rochas da mina será descrito como $\lambda_{rocha} = 2\pi\sigma$. Para uma comunicação em baixas frequências, como a TTE que operando entre as LF e VLF, se considerado a frequência de operação de 10 kHz e com solo $\sigma = 10^{-3} S/m$ esse efeito pode reduzir em 30 vezes o comprimento de onda em relação ao ar.

3.1 ZONAS DE CAMPO

As zonas de campo para transmissão podem ser de dois tipos: vácuo ou meio condutivo[7]. As devidas classificações de zonas e suas condições para os dois meios são elencadas na Tabela 3.1. A curta distância de comunicação traz a hipótese que pode-se operar em campo próximo, pois tem-se um comprimento de onda muito grande quando comparado a distância que separam as antenas. No campo próximo reativo e no campo próximo radiante, o campo é o fruto de ondas interferentes em vários pontos da antena. Quando tem-se o campo distante, é conhecido que os campos elétrico e magnético estão em fase e possuem uma relação fixa entre si, a antena de transmissão passa a ser vista como apenas um ponto radiante e seu campo é visto como uma frente de onda plana. Na zona de transição, ambos os comportamentos podem ser observados.

Tabela 3.1: Comparação entre campo próximo e distante para espaço livre e um meio condutor [11].

<i>Modelo</i>	<i>Tipo de aproximação</i>	<i>Condições</i>
Vácuo	Campo próximo reativo	$0 < r < \frac{\lambda_0}{2\pi}$
	Campo próximo radiante	$\frac{\lambda_0}{2\pi} < r < \lambda_0$
	Zona de transição	$\lambda_0 < r < 2\lambda_0$
	Campo distante	$r > 2\lambda_0$
Meio condutor	Quasi-estático	$r \ll \frac{\lambda_{rocha}}{2\pi}$
	Perto do campo	$r^2 \ll \left(\frac{\lambda_{rocha}}{2\pi}\right)^2$
	Zona de transição	$r = \frac{\lambda_{rocha}}{2\pi}$
	Campo distante	$r \gg \frac{\lambda_{rocha}}{2\pi}$

Uma transmissão em frequência de 10 kHz ($\lambda = 30$ km) operando no espaço livre, tem suas antenas localizadas em campo próximo reativo caso sejam espaçadas de distância inferior a $\left(\frac{\lambda_0}{2\pi} \approx 4775$ m). Para o meio condutor com $\sigma = 10^{-3}$ S/m e permeabilidade magnética $\mu = \mu_0$, tem-se o comprimento de onda reduzido ¹ a aproximadamente 160 m, que é menor que a distância entre as antenas.

¹ $\frac{\lambda_{rocha}}{2\pi} = \delta \approx 160$ m < 300 m

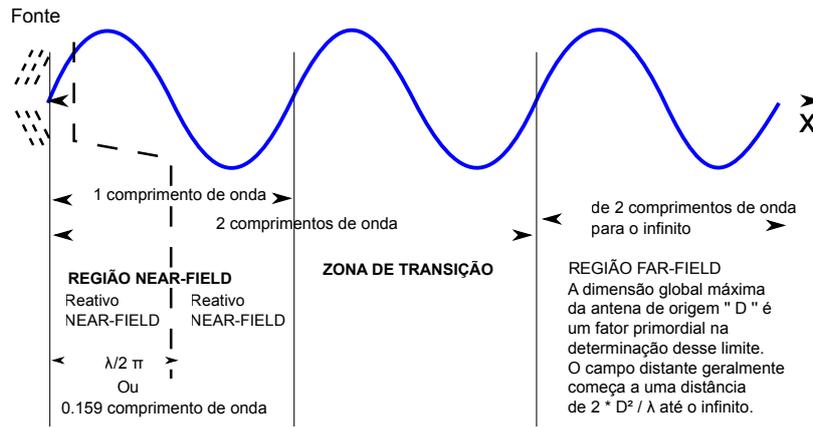


Figura 3.2: Regiões de campo para antenas típicas
Adaptado de: OSHA [6]

3.2 MODELOS TEÓRICOS DE PROPAGAÇÃO TTE

A capacidade de transmissão magnética em função das características de uma antena *loop* é dada pelo momento magnético $m_d = N_{tx} I_{tx} A_{tx}$, onde:

- N_{tx} - É o número de voltas do transmissor *loop*
- I_{tx} - É o valor RMS de uma corrente elétrica tonal nos filamentos da antena transmissora
- A_{tx} - É a área da antena *loop*

De acordo com esta fórmula, é possível notar que o aumento do momento magnético também aumenta a potência dissipada como calor nos enrolamentos do *loop* ($P_{tx} = R_{tx} I_{tx}^2$), em que a resistência do *loop* R_{tx} aumenta com N_{tx} e/ou A_{tx} . Mesmo que esta energia seja dissipada e não irradiada, ela determina o valor atual usado na geração de campo magnético e, em seguida, está indiretamente associada à transmissão de energia.

A aproximação mais simples para um campo magnético criado por uma antena de *loop* eletricamente pequena é feita considerando o vácuo como um meio homogêneo, negligenciando qualquer condição limite e assumindo corrente distribuída uniformemente no *loop* [33]. A uma distância muito próxima da fonte ($r \ll \lambda/2\pi$), a intensidade de um campo magnético variável no tempo é semelhante a um campo estático calculado pela lei de Biot-Savart [34]. Para uma antena *loop*, o campo magnético quasi-estático pode ser descrito por:

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

em que \hat{r} , $\hat{\theta}$ são vetores em coordenadas esféricas, nas direções radial e elevacional. Como afirmado na Seção 3.1, o campo H é alterado em função das características do meio. Então a Equação 3.1 é modificada para incluí-los.

Existem outros modelos que são relacionados para o estudo em minas subterrâneas e são dependentes de condutividade do solo, os mais conhecidos são *MIC* e o *SEH*, porém nos testes o modelo que melhor se adequou foi o quasi-estático, devido estar em uma região próxima e com um solo pouco condutivo.

Adaptando o modelo de plano infinito no vácuo [33] para um meio infinito condutivo (*MIC*), modifica-se apenas o número de onda, dado por $k_{rocha} = (1 - j)/\delta$. Esta aproximação do campo para ambos os enlaces de subida e descida em coordenadas esféricas é dada, em sua forma fasorial, por [7]:

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

onde $T = r/\delta = r\sqrt{\mu\sigma\omega/2}$ representa o alcance normalizado pela profundidade pelicular e contempla a contribuição de perdas no solo. O parâmetro T também pode ser interpretado como uma frequência espacial normalizada em dado alcance r [35], a Figura 3.3 representa essa configuração se os limites da imagem forem ignoradas.

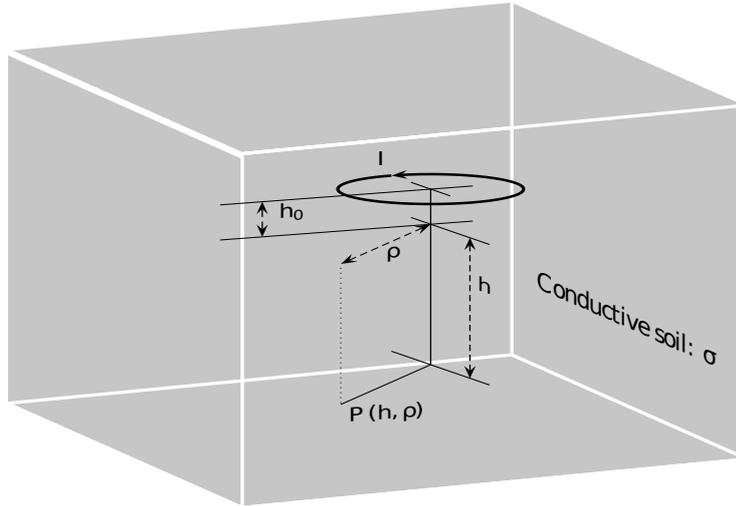


Figura 3.3: Meio condutor infinito com a constante σ [5].

De acordo com Wait em [17] esta configuração considera uma pequena antena de fio em um plano horizontal sobre o solo a alguma altura h_0 e o campo H é medido a uma distância h acima da superfície da terra. É usado o sistema de coordenadas cilíndricas (ρ, ϕ, z) e a terra é representada como um meio-espaço homogêneo com uma condutividade σ . Todas as correntes de deslocamento são negligenciadas devido à suposição de que todas as distâncias envolvidas são menores do que o comprimento de onda do espaço livre. Portanto, ambos os componentes do campo H fazem o enlace H_{up} e down-link H_{down} em coordenadas cilíndricas em ambos radial $\hat{\rho}$ (campo horizontal) e profundidade \hat{z} (campo vertical) são dados, respectivamente, por:

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

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

em que:

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

e $A = a/h$, $D = \rho/h$, $Z = h_0/h$, $\mathcal{T} = h/\delta$, $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma_a}}$, a é o raio do *loop*, h_0 e h são as distâncias entre a antena de superfície e o solo e entre o solo e a antena enterrada no subsolo, respectivamente, J_0 e J_1 são funções de Bessel do primeiro tipo, e χ é uma variável auxiliar. A Figura 3.4 ilustra a geometria para campos no cenário *SEH*;

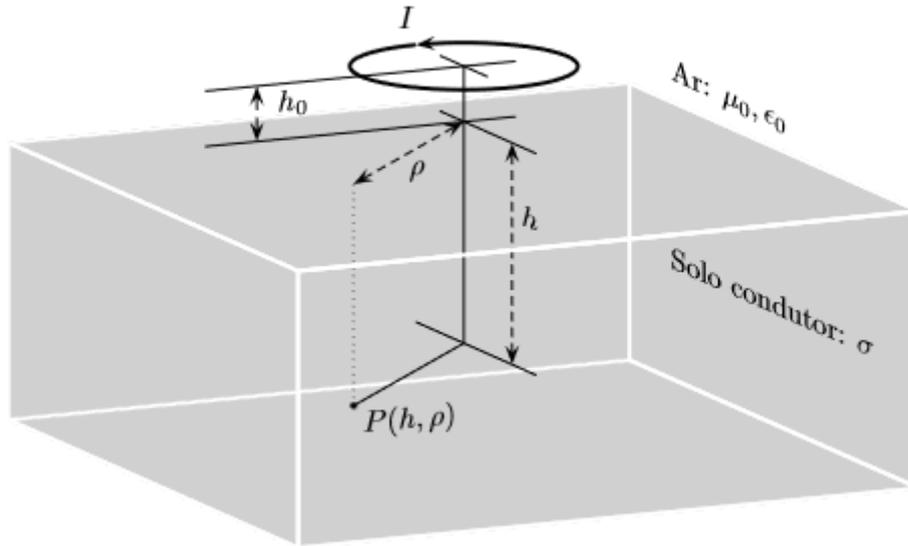


Figura 3.4: Geometria para cálculo de campo magnético no ponto (h, ρ) para antena *loop* circular a uma altura h_0 do solo [5]

É observável que existe reciprocidade entre os dois links para o campo vertical, mas não para o campo horizontal que, de fato, poderia ser ignorado em uma configuração em que as antenas estão coaxialmente alinhadas, ou seja, quando $\rho = 0$ (ou $\mathcal{T} = T$) fazendo $J_1(Dx) = 0$. Da mesma forma, no modelo de meio infinito (MIC) na Equação 3.2, para $\theta = 180^\circ$ na configuração coaxial, o componente de campo elevacional desaparece, e somente o componente de campo vertical permanece na \hat{r} direção. Em contraste com o modelo de meio infinito, em que o *loop* deve ter dimensões suficientemente pequenas para garantir que a corrente tenha uniformidade espacial, os modelos de meio espaço homogêneos têm o fator de correção $J_1(Ax)$ que compensa a variação de tamanho da antena.

3.3 MODELAGEM DE CANAL

Devido ao uso de baixas frequências, é mais conveniente modelar o comportamento do sistema usando parâmetros baseados na impedância. O conceito de impedância de transferência entre

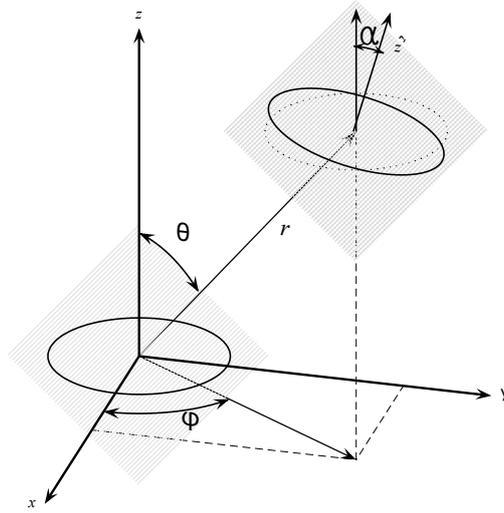


Figura 3.5: Geometria utilizada no cálculo do campo magnético entre duas antenas *loop*. O ângulo α formado por vetores ortogonais aos planos determinados pelas duas antenas é o resultado de rotações em torno do \hat{x}' e \hat{y}' eixo [5].

loops é adotado, considerando as versões fasoriais da corrente total no *loop* de transmissão $I_{tx}(\omega)$ e a tensão induzida nos terminais da antena receptora $V_{rx}(\omega)$, sua formulação é dada por:

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

Segundo a lei de Faraday, a tensão induzida por um campo magnético que passa por um *loop* fechado condutor depende da variação temporal do fluxo magnético que entra no *loop* ortogonalmente [34]. Como resultado, a tensão induzida na antena devido ao campo magnético é dada por:

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

em que N_{rx} e S_{rx} são o número de voltas e a área do *loop* de recebimento, respectivamente, e φ é o ângulo entre o campo magnético e o eixo do *loop*, que é ortogonal a seu plano. Vemos em (3.7) que, embora o campo seja atenuado em altas frequências, o receptor faz com que o sinal de saída também seja atenuado em baixas frequências. Expressando \mathbf{H} em coordenadas esféricas, \mathbf{H}_r na direção \hat{r} e \mathbf{H}_θ no $\hat{\theta}$ direção, nós temos,

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

em que θ_x e θ_y são ângulos de rotação para os eixos \hat{x}' e \hat{y}' , que são eixos auxiliares criados pela rotação $\phi - 90^\circ$ do eixo \hat{z} , onde ϕ é o ângulo azimutal. A figura 3.5 ilustra a geometria descrita.

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

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

Para uma corrente tonal no transmissor, o momento magnético fasorial $m_d(\omega) = N_{tx}S_{tx}I_{tx}(\omega)$ indica a intensidade de transmissão da antena para uma dada frequência. Ao adaptar as equações de campo e adotar o conceito de impedância de transferência $Z(T) = V_{rx}(T)/I_{tx}(T)$, na frequência espacial normalizada T (ou \mathcal{T}), temos:

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

como a impedância de transferência para o modelo **MIC**, onde o ganho normalizado das antenas de transmissão e recepção polarizadas nas direções $\hat{\mathbf{r}}$ e $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ são:

$$G_r^{tx} = \cos^2(\theta), \quad (3.11)$$

$$G_r^{rx} = \cos^2(\theta - \theta_x) \cos^2(\theta_y), \quad (3.12)$$

$G_\theta^{tx} = \sin^2(\theta)$ e $G_\theta^{rx} = \sin^2(\theta - \theta_x) \sin^2(\theta_y)$, e \mathbf{F}_r e \mathbf{F}_θ são funções de transferência para o canal de propagação dadas, respectivamente, por:

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

$$F_\theta = \frac{T^2}{2\pi\sigma r^5} e^{-T} \sqrt{(1+T)^2 + (T+2T^2)^2} e^{j\{\tan^{-1}(\frac{T+2T^2}{1+T}) - T + \frac{\pi}{2}\}}. \quad (3.14)$$

Em $Z_{\text{MIC}}(T)$, toda a distorção linear está em \mathbf{F}_r e \mathbf{F}_θ , incluindo a operação derivativa realizada pela antena de recepção *loop*. Isso facilita a separação de contribuições em toda a rede em função do tipo de sistema linear.

Para as aproximações de campo [16][17][35] que usam o modelo homogêneo semi-espaço (*SEH*), a impedância de transferência $Z_{\text{SEH}}(\mathcal{T})$ e as funções de transferência \mathbf{F}_z , \mathbf{F}_ρ^{up} e \mathbf{F}_ρ^{down} são dados, respectivamente, por

$$Z_{\text{SEH}}(\mathcal{T}) = N_{tx}N_{rx}S_{tx}S_{rx} \left[\sqrt{G_z^{rx}} \mathbf{F}_z + \sqrt{G_\rho^{rx}} \mathbf{F}_\rho \right], \quad (3.15)$$

$$F_z = \frac{\mathcal{T}^2}{\pi\sigma r^5} e^{-j\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \beta(x) J_0(Dx) dx, \quad (3.16)$$

$$F_\rho^{up} = \frac{\mathcal{T}^2}{\pi\sigma r^5} e^{-j\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \beta(x) J_1(Dx) dx, \quad \mathbf{e} \quad (3.17)$$

$$F_\rho^{down} = \frac{\mathcal{T}^2}{\pi\sigma r^5} e^{-j\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \beta(x) J_1(Dx) \frac{(x^2 + j2\mathcal{T}^2)^{1/2}}{x} dx, \quad (3.18)$$

em que $G_z^{rx} = \cos^2(\theta_x) \cos^2(\theta_y)$ e $G_\rho^{rx} = \sin^2(\theta_x) \cos^2(\theta_y)$. Neste modelo, parte dos ganhos normalizados das antenas é contabilizada dentro da função de transferência de canais e depende principalmente de ρ , h , θ_x e θ_y .

O cálculo da potência fornecida ao receptor em função dos parâmetros do sistema é importante para diversas medições de desempenho em sistemas de comunicações. A relação entre as potências dissipadas no primeiro *loop* (transmissão) e entregue ao segundo *loop* no receptor é dada por

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = \frac{|Z(T)|^2}{R_{tx}R_{rx}}, \quad (3.19)$$

a partir do qual obtemos

$$\sqrt{P_{rx, \text{MIC}}} = \sqrt{P_{tx}} \Phi_{tx} \Phi_{rx} \left| \sqrt{G_r^{tx} G_r^{rx}} F_r + \sqrt{G_\theta^{tx} G_\theta^{rx}} F_\theta \right|, \quad (3.20)$$

$$\sqrt{P_{rx, \text{SEH}}} = \sqrt{P_{tx}} \Phi_{tx} \Phi_{rx} \left| \sqrt{G_z^{rx}} F_z + \sqrt{G_\rho^{rx}} F_\rho \right|, \quad (3.21)$$

em que Φ_{tx} e Φ_{rx} são as aberturas específicas das antenas de transmissão e recepção, respectivamente. Que será detalhado melhor no Capítulo 4.

3.4 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CANAL

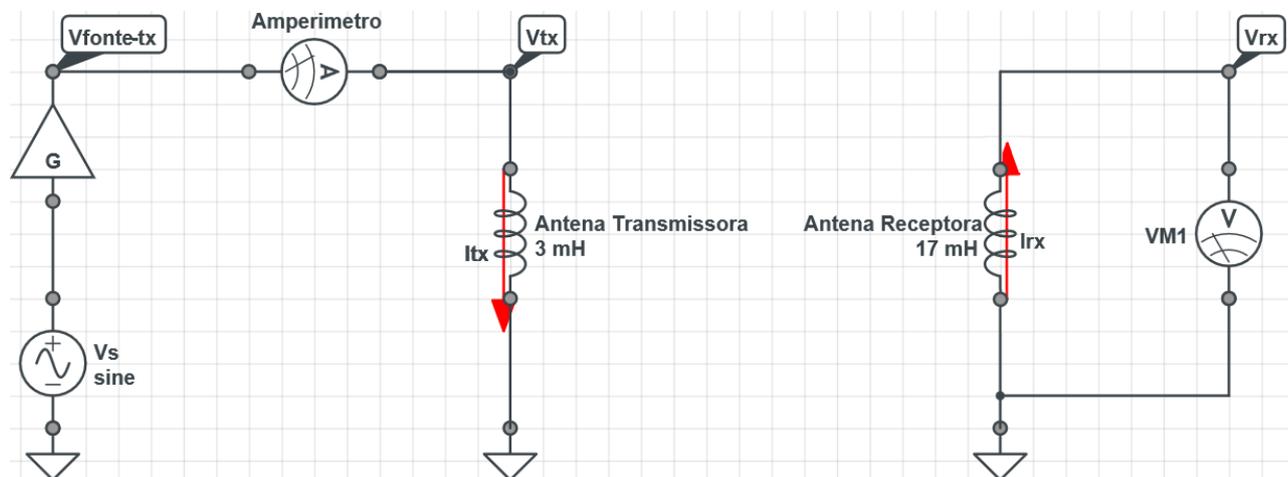


Figura 3.6: Modelamento do circuito das antenas em transmissão e recepção (VM1 tem impedância interna infinita).

A Figura 3.6 é um modelo da comunicação por indução magnética que será utilizado para os testes do projeto, em que V_{rx} é a tensão induzida na antena receptora, V_{tx} representa a tensão na antena transmissora, I_{rx} a corrente na receptora, I_{tx} sendo a corrente que circula o *loop* transmissor.

O cálculo de impedância do canal é representado da seguinte forma:

$$Z_{canal} = \frac{V_{rx}}{I_{tx}} = \frac{F_{total} V_{fonte-tx}}{I_{tx}}, \quad (3.22)$$

$$Z_{canal} = F_{total} Z_{tx}. \quad (3.23)$$

Considerando a função de transferência total do sistema dada por:

$$F_{total} = \frac{V_{rx}}{V_{fonte-tx}}, \quad (3.24)$$

A fórmula para o cálculo experimental da Função de Transferência do Canal quando as antenas estão coaxiais é dada por:

$$F_{coax} = \frac{Z_{canal}}{N_{tx} N_{rx} S_{tx} S_{rx}}. \quad (3.25)$$

A Equação 3.25 possibilita a modelagem do canal com os resultados obtidos nas medidas experimentais das antenas.

Para o cálculo teórico da Função de Transferência do Canal, para a configuração Coaxial das antenas, é necessário calcular o campo magnético que foi demonstrado na Equação 3.1. Ele é calculado por:

$$H_{qe} = \frac{md}{2\pi r^3} = \frac{N_{tx} S_{tx} I_{tx}}{2\pi r^3}, \quad (3.26)$$

em que N_{rx} e N_{tx} representam o número de voltas da antena receptora e transmissora, respectivamente e S_{rx} e S_{tx} a área da antena receptora e transmissora, respectivamente.

A tensão induzida na antena receptora é dada segundo a lei de Faraday por:

$$V_{rx} = -j\omega\mu N_{rx} S_{rx} H_{qe} = \frac{-j\omega\mu N_{tx} N_{rx} S_{tx} S_{rx} I_{tx}}{2\pi r^3}. \quad (3.27)$$

Com isso pode-se tirar que a Função de Transferência do Canal teórico usado:

$$F_{coax} = \frac{-j\omega\mu}{2\pi r^3}. \quad (3.28)$$

O sinal negativo na Equação 3.28 apenas indica que as correntes no transmissor e receptor correm em sentidos opostos, e pode ser desprezado para fins de comparação com a Equação 3.25.

O modelo do campo quasi-estático foi escolhido pois este é válido para pequenas e médias distâncias abaixo de 100 kHz , cenário que pode ser facilmente configurado em laboratório. Outra vantagem do cenário em campo quasi-estático é a independência do modelo das características do meio, como condutividade e permeabilidade.

4 FIGURA DE MÉRITO PARA ANTENAS DE LOOP DE INDUÇÃO

Neste capítulo será introduzido o conceito da figura de mérito, que nos ajudará a classificar a qualidade das antenas para a comunicação magnética, nos possibilitando classificá-las de acordo com sua eficiência.

4.1 DESCREVENDO A FIGURA DE MÉRITO

A fonte do campo magnético de um *loop* de corrente é o seu momento de dipolo magnético m_d ,

$$m_d = NIS. \quad (4.1)$$

Para um *loop* de indução, a força do campo axial a uma distância $x \gg r$ é dada, em termos de m_d , pela expressão:

$$H = \frac{m_d}{2\pi x^3}, \quad (4.2)$$

que mostra a lei do cubo inverso da força de campo versus distância. Isto permanece válido desde que a aproximação quasi-estática, $x/\lambda_0 \ll 1$, seja verdadeira; onde k_o é o número de onda $2\pi/\lambda$.

Um *loop* de indução de frequência baixa ou pequena, para o qual $r/\lambda_0 \ll 1$ não irradia nenhuma potência apreciável, mas claramente pode dissipar grandes quantidades de energia em seu enrolamento.

Embora a intensidade de campo seja descrita pelo parâmetro m_d e, portanto, pela corrente I e pelo número de voltas N , estes não são fatores de custo fundamentais. Para fins de projeto, seria útil descrever a força de campo H em termos da massa da antena M e a potência P dissipada em seu enrolamento.

Em outras palavras, ao projetar um sistema de rádio, a primeira tarefa é considerar o tamanho da bateria e o consumo de energia. Nessa fase, não estamos interessados em aspectos mundanos como quantas voltas de fio devemos escolher.

4.1.1 Princípio

Como pode ser visto no trabalho de Gibson [7], ele faz uma comparação entre 2 *loops*, um nomeado de **A** e outro de **B**. Um transmissor *loop* "A" formado por 100 voltas de fio, em que tem

a corrente equivalente de 4A e tendo uma resistência de 2Ω e um *loop* "B" de 400 voltas, porém os dois possuem a mesma massa.

O *loop* B terá quatro vezes o comprimento do fio, então, para que a massa permaneça a mesma que A, ele deve ser enrolado com fio de metade do diâmetro de A. A resistência do *loop* B é agora quatro vezes maior devido ao comprimento, e quatro vezes maior devido à menor área transversal, de modo que, em geral, a resistência é 16 vezes maior, ou seja, 32Ω . Além disso, o *loop* B tem 4 vezes o número de voltas e, para o mesmo momento magnético de A, precisa de apenas um quarto da corrente atual, 1A. A dissipação de potência é $I^2 R$, e para A isso é $4^2 \cdot 2 = 32W$, enquanto que para B é $1^2 \cdot 32 = 32W$.

Assim, os dois *loops* têm a mesma massa e dissipam a mesma potência; A é de 400 voltas x 1A; B é 100 voltas x 4A e ambos produzem os mesmos 400 Amp-voltas de campo.

Claramente, o desempenho do circuito transmissor - isto é, o momento magnético em relação à massa e diâmetro - é independente do número de voltas.

4.1.2 Abertura Específica

O campo magnético de um circuito essencialmente não irradiante é produzido à custa da energia dissipada dentro da resistência física do enrolamento da antena. A resistência de N voltas de fio de σ condutividade, área transversal α , em um *loop* com o perímetro p é:

$$R = \frac{Np}{\sigma\alpha}, \quad (4.3)$$

e a massa do fio, de densidade ρ , é:

$$M = N_p\alpha\rho. \quad (4.4)$$

Combinando as equações 4.3 e 4.4, nós podemos escrever uma figura de mérito para a relação entre a dissipação de potência P e o momento magnético m_d . Podemos reescrever a figura de mérito como Φ , em que tem-se:

$$m_d = \Phi\sqrt{P}, \quad \text{com} \quad \Phi = \frac{S}{p}\sqrt{M\frac{\sigma}{\rho}}. \quad (4.5)$$

Substituindo a área S e o perímetro p do *loop*, temos:

$$\Phi = \frac{1}{2}r\sqrt{M\frac{\sigma}{\rho}}. \quad (4.6)$$

Apresentando a relação existente entre potência dissipada P e o momento magnético m_d não depende do número de voltas do fio, nem do seu diâmetro, mas apenas das propriedades mais fundamentais, como a massa do fio, sua condutividade e densidade.

Essa característica é de grande importância para o estágio de projeto. Essa figura de mérito mostra que considerações como o número de voltas e o diâmetro do fio não são de importância primordial.

Embora a equação 4.6 defina uma figura de mérito, ela não fornece uma maneira fácil de medi-la para uma antena existente. No entanto, usando 4.1 podemos escrever uma definição alternativa como:

$$\Phi = \frac{NS}{\sqrt{R}}, \quad (4.7)$$

que descreve usando o número de voltas, área e resistência da antena. Lembrando que a resistência R deve ser medida na frequência de operação.

A figura de mérito Φ expressa o parâmetro fundamental de voltas \times área em relação à raiz quadrada da resistência. Se o produto da área de voltas \times for considerado uma "abertura", então a nomenclatura de abertura específica é apropriada para Φ , para as quais as dimensões são $m^2/\sqrt{\Omega}$. A quantidade \sqrt{R} representa a dissipação de energia na antena de transmissão (na verdade $\sqrt{pot.}$), portanto, a **abertura específica** mede o desempenho da antena em relação a esses parâmetros. Esta figura de mérito é essencialmente um resultado teórico, mas tem aplicações práticas; é um resultado relevante para comparar os projetos das antenas. Na Tabela 4.1 serão mostrados alguns valores típicos tirados do trabalho do Gibson [7].

Tabela 4.1: Parâmetros típicos para *loops* de indução com núcleo de ar. Esses *loops* seriam adequados para comunicação TTE. Todos os *loops* nesta tabela têm uma massa de 175g de cobre [7].

Diâmetro do <i>Loop</i>	Número de voltas	Diâmetro do Fio	Abertura específica - Φ $m^2/\sqrt{\Omega}$	Resistência Ω
4000	22	0,3	33,8	66,8
2000	44	0,3	16,9	66,8
2000	16	0,5	17	8,7
1000	32	0,5	8,5	8,7
500	64	0,5	4,3	8,7
1000	8	1	8,5	0,55
500	16	1	4,3	0,55
400	20	1	3,4	0,55

4.1.3 Intensidade do campo

Uma observação importante na equação 4.6 é que a força do campo não está relacionada apenas a potência, isto é totalmente diferente da situação de uma antena irradiante. Hoje existem regulamentações específicas para antenas *loop* e elas não são baseadas em potência, elas são limitadas em "figura de mérito" como o exemplo citado no Gibson em [7], a regulamentação de Londres MPT 1337 [36]. Existem regulamentações mais recentes que trabalham diretamente com limites de intensidade de campo magnético a um distância específica.

4.1.4 Efeito do número de voltas

O fato do número de voltas não ter efeito sobre o desempenho da antena simplifica o projeto e nos permite escolher curvas por outros motivos, como correspondência de ruído, impedância (potência), reduzir efeito pelicular e de proximidade, auto-capacitância, sintonização, tamanho do fio disponível, etc.

4.1.5 Formato da antena

As antenas de *loop* são frequentemente construídas para serem dobráveis, para facilitar o transporte. Em um teste, uma antena grande pode ser aberta no chão ou, mais frequentemente, presa a uma estrutura dobrável. Por este motivo, é necessário entender quais são as influências do formato [7].

A abertura específica é proporcional à área do *loop* dividida pelo perímetro 4.5, de modo que, com uma determinada quantidade de cabo para formar o enrolamento (isto é, dada massa e comprimento), descobrimos que quando esticamos o cabo sobre o formato a abertura específica é proporcional à área.

O perímetro é p , a área do *loop* circular é $\frac{p^2}{4\pi}$. Se o *loop* for quadrado a área será $\frac{p^2}{16}$, dividindo a área do quadrado pelo círculo, tem-se $4/\pi$, dessa forma o *loop* quadrado tem uma abertura específica que é $4/\pi$ (79%) do *loop* circular, como pode ser visto na coluna do topo da Figura 4.1.

O proporcional da abertura específica de um polígono de N lados em relação a um *loop* circular, com a mesma massa e de perímetro p , é representado por:

$$\frac{\Phi_{PoligonoN}}{\Phi_{Loop}} = \frac{\pi}{N \tan(\frac{\pi}{N})} \quad (4.8)$$

Em vez de fazer a comparação para um determinado comprimento de cabo dobrado, pode-se comparar duas antenas de igual massa e igual 'maior diâmetro'. Um *loop* circular de diâmetro $2r$ e, portanto, $S/p = 0,5r$. Um *loop* quadrado com diagonal de $2r$ tem lado de $r\sqrt{2}$, então sua relação S/p seria $r/2\sqrt{2}$, mostrando que o *loop* quadrado tem uma abertura específica $1/\sqrt{2}$ vezes (71%) do *loop* circular.

A proporção da abertura específica de um polígono de N lados, em relação ao do *loop* circular da mesma massa e maior diâmetro, pode ser apresentado como [7]:

$$\frac{\Phi_{PoligonoN}}{\Phi_{Loop}} = \cos(\pi/N) \quad (4.9)$$

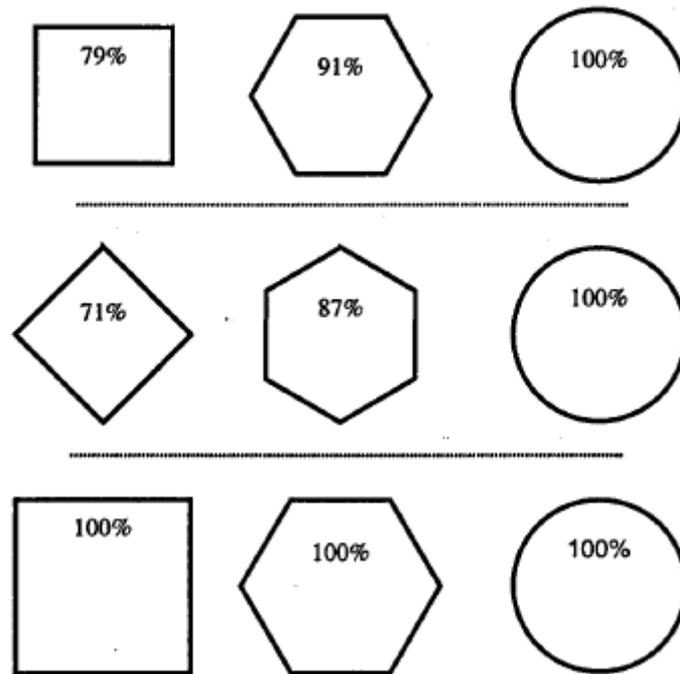


Figura 4.1: Abertura específica de diferentes antenas *loops* e seus formatos.

Ao comparar antenas de massa igual, a forma afeta o desempenho.

Linha de cima: Antenas de mesma massa e perímetro - O *loop* circular é melhor.

Linha do meio: Antenas de mesma massa e 'maior diâmetro' - *Loop* circular é melhor.

Linha inferior: Antenas de mesma massa e 'menor diâmetro' - as performances são iguais.

Fonte: Gibson[7]

4.1.6 Escolha do material

Na bibliografia utilizada [7], tem-se o relato da utilização do cobre e alumínio na confecção das antenas. Então, será feita uma comparação, entre esses materiais, para entender as propriedades que são úteis para esse tipo de antena.

A presença do termo σ/ρ mostra que o alumínio é um material melhor. Esse mérito é devido sua menor densidade em comparação com o cobre. Quando comparado, a massa de um fio de alumínio esmaltado com um de cobre esmaltado, de mesma espessura, é possível ver que o alumínio é 2 vezes mais leve que o cobre [37]. Com isso, em uma mesma massa se tem o dobro de tamanho. E para essa comunicação, que utiliza do artifício de acoplamento magnético, a capacidade de transmissão indutiva está diretamente relacionada com o momento magnético que pode ser visto como: $m_d = N_{tx} I_{tx} S_{tx}$, onde N_{tx} é o número de voltas da antena *loop*, I_{tx} é a corrente que circula no circuito e S_{tx} é a área da antena. Como para uma mesma massa de alumínio tem-se o dobro do tamanho que teria para o cobre, dessa forma tem-se uma antena com o dobro de volta, ou seja, o dobro do momento magnético também, pois os outros parâmetros considera-se fixos para essa comparação.

Mesmo que sua condutividade não seja melhor que a do cobre, só o fato de que para a mesma massa e dissipação de energia uma antena de alumínio produz um aumento de 3 dB em inten-

sidade de campo, torna esse material um condutor melhor. Na Tabela 4.2 é possível ver uma comparação dos materiais.

Tabela 4.2: Os méritos de diferentes materiais de antena [7].

Material	Densidade ρ	Condutividade σ	Mérito $\sqrt{(\sigma/\rho)}$	Mérito Relativo[dB]
Sódio	0,97	21,3	148	5,3
Alumínio	2,7	37,0	117	3,2
Magnésio	1,74	21,7	112	2,8
Cobre	8,93	58,1	81	0
Prata	10,5	62,5	77	-0,4
Ouro	19,3	43,5	47	-4,6
Bronze	8,5	16,7	44	-5,2
Aço	7,86	9,5	35	-7,3

Em teoria, o melhor elemento para a construção da antena seria o sódio. Porém, ele é um metal da família dos alcalinos, na sua forma metálica é muito reativo, se oxida com o ar, reage violentamente com a água e é muito corrosivo quando entra em contato com a pele, tornando-se um metal muito perigoso de se manusear. Considerando a reatividade dos materiais e o seu valor agregado, conclui-se que as duas melhores opções são o alumínio e cobre, eles são os materiais mais viáveis para a maioria das aplicações. São de simples manuseabilidade, mais acessíveis economicamente falando e não são reativos.

O Mérito Relativo é quem dita a qualidade do material para fazer a antena. Ele é o fator que determina o desempenho do material da antena. Um resultado semelhante já encontrou aplicação em que é necessária para minimizar a dissipação de potência em um fio de uma dada massa e comprimento.

4.1.6.1 Escolha do material do condutor da antena

Deu-se preferência a utilizar o cobre no lugar do alumínio na aplicação da antena do projeto, devido a observação da dificuldade de manuseio do alumínio. Como sua densidade é melhor, o volume de fio é muito grande e tem-se a dificuldade de confeccionar um suporte para todo o material. O fio de alumínio esmaltado também possui a dificuldade de ser encontrado para a compra. Ele tem uma maior resistência, cerca de 60% maior que do cobre [37], então sua eficiência frente ao cobre é menor.

O cobre, por sua vez, é mais simples de se encontrar. Possui diversas aplicações comuns no cotidiano, é um material mais simples de manusear. Por esses motivos, ele foi escolhido para a confecção dos protótipos das antenas.

4.1.6.2 Fator de qualidade (Q)

O enrolamento de mais voltas de fio em um *loop* aumenta seu fator-Q porque a indutância L aumenta com N^2 , mas a resistência R aumenta apenas linearmente com N . No entanto, esse pro-

cedimento também aumenta a massa e, se mantivermos a massa constante diminuindo o diâmetro do fio, surge uma figura diferente. Escrevendo o fator Q usando Φ , podemos mostrar que depende apenas da massa e não do número de voltas.

Para o cálculo da indutância de um enrolamento de fio com múltiplas voltas foi utilizado as fórmulas fornecidas pelo software CalcBob [8]. Os parâmetros do enrolamento são:

- D : Diâmetro do núcleo (cm);
- C : Largura do enrolamento (cm);
- A : Altura do enrolamento (cm);
- N : Número de voltas do enrolamento;

Parâmetros esses que podem ser vistos na Figura 4.2

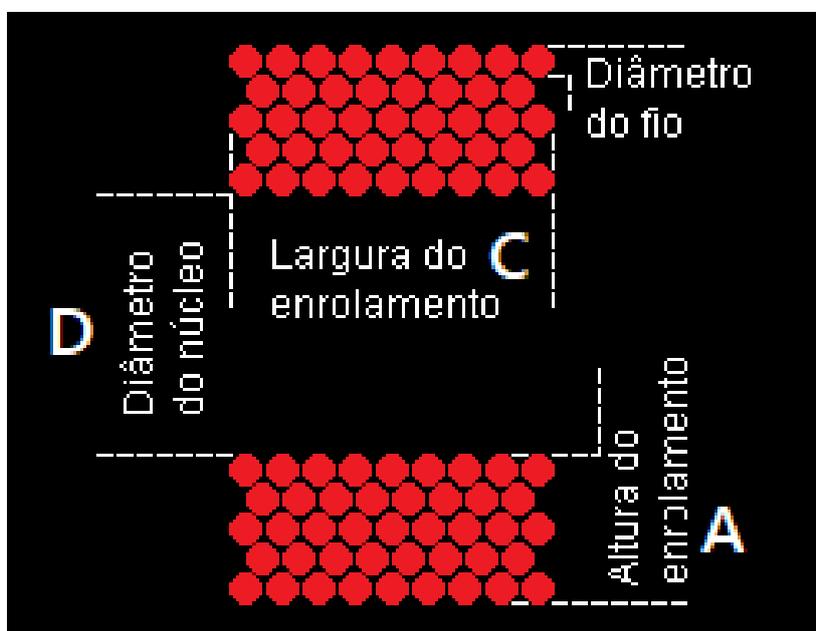


Figura 4.2: Indutância do enrolamento de fio [8].

E aplicando esses parâmetros nas devidas fórmulas para enrolamentos de múltiplas voltas [8], tem-se que a indutância é dada por:

$$L = XN^2(D + A) . \quad (4.10)$$

em que:

$$\alpha = \frac{C}{D + A}, \quad (4.11)$$

$$r = \frac{A}{D + A}, \quad (4.12)$$

$$X = \frac{\pi^2(\alpha + 1, 3r + 0, 1)}{(20\alpha + 30r + 10)(100\alpha + 107r + 7)} \log_{10}\left(100 + \frac{7(1+r)}{2\alpha + 3r}\right), \quad (4.13)$$

e para o solenoide,

$$L_{solenoides} = N^2 \mu_0 \left(\frac{\pi r^2}{l}\right) \quad (4.14)$$

onde r é o raio, w é a espessura do fio e l é o comprimento do solenoide.

Podemos usar a equação 4.7 para derivar a relação de indutância para resistência como,

$$\frac{L}{R} = \Phi^2 \cdot \frac{K_Q}{r^3} \quad (4.15)$$

onde K_Q é uma constante definida para um *loop* ou um solenoide, por,

$$K_Q = \frac{\mu_0}{\pi^2} \ln\left(\frac{8r}{w} - 2\right) \text{ (loop)} \quad (4.16)$$

$$K_Q = \frac{\mu_0}{\pi^2} \frac{1}{2m} \text{ (solenoides)} \quad (4.17)$$

onde m é o fator de forma do solenoide, $m = l/2r$

O fator Q de uma antena sintonizada é:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (4.18)$$

e sua largura de banda é dada por:

$$LB = \frac{R}{2\pi L} \quad (4.19)$$

que é proporcional a r^3/Φ^2 para o *loop*. Usando a equação 4.6, podemos escrever

$$B_{loop} \propto \frac{r}{M}, \quad B_{solenoides} \propto \frac{l}{M} \quad (4.20)$$

mostrando que a largura de banda é proporcional à massa e independente do número de voltas e diâmetro do fio. Também confirma que, para uma ampla largura de banda, a antena deve ser leve ou fisicamente grande.

Este resultado é aplicável apenas onde a largura de banda do sistema é governada pela indutância para relação de resistência do *loop*. Este é o caso de muitos sistemas convencionais de fala, onde precisamos garantir que a antena sintonizada tenha uma largura de banda suficientemente ampla. No entanto, o rádio pode se beneficiar da equalização, o que nega esse resultado.

4.1.7 Abertura efetiva e Comprimento efetivo

A potência recebida por uma antena pode ser descrita em termos de uma área coletora conhecida como a abertura efetiva. Isso pode estar associado a uma abertura física, mas mesmo uma antena de fio linear pode ser descrita em termos de uma área de coleta imaginária. Se o campo eletromagnético tiver uma densidade de potência de P_d , e a antena receptora tiver uma abertura efetiva de A_e , então ele irá capturar uma potência de $P_d A_e$. A área efetiva depende apenas do comprimento de onda da radiação e da diretividade ou "ganho", portanto não podemos usá-la como uma figura de mérito em nossa aplicação.

A altura efetiva ou o comprimento efetivo de uma antena é usado para descrever a voltagem que a antena gera em um campo elétrico. Em um campo de força $E[V/m]$, a tensão é simplesmente Eh_e . Paradoxalmente, a altura efetiva de uma antena de indução é uma figura de mérito mais útil do que a abertura efetiva. Em um campo magnético H , a voltagem induzida em um *loop* é $\omega\mu HNS$ e assim, sabendo que para radiação em espaço livre, $E/H = Z$, isso leva diretamente à expressão padrão para a altura efetiva de uma antena de *loop*, que é

$$h_e = k_0 NS. \quad (4.21)$$

Isso dá a altura efetiva de uma antena monopolo que seria necessária para fornecer a mesma tensão de sinal obtida com o *loop* - desde que, é claro, as antenas estejam em um campo de radiação onde a razão de E/H é conhecido. Podemos escrever a altura efetiva em termos de abertura específica como:

$$h_e = k_0 \cdot \Phi \sqrt{R} = \frac{\omega\mu}{Z_0} \cdot \Phi \sqrt{R}, \quad (4.22)$$

agora reescrevendo em termos da tensão V :

$$V = Z_0 h_e H. \quad (4.23)$$

Analisando, a Equação 4.23 se aplica aos sistemas de indução, assim como nos radiantes. No entanto, embora este resultado sugira que a altura efetiva possa ser usada como uma figura de mérito, isso não nos ajuda a lidar com a relação sinal-ruído e não nos dá acesso aos parâmetros mais fundamentais da antena, como massa; tornando a abertura específica um parâmetro mais útil para usarmos.

4.2 PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS

O projeto descrito nesta dissertação passou por várias etapas. Desse modo, foi desenvolvida uma antena para cada etapa que se concluía. Para atender os requisitos iniciais de testar uma pla-

taforma experimental de comunicação por indução magnética, desenvolveu-se um par de antenas com estruturas iguais, se diferenciando apenas no número de volta do enrolamento, no caso uma com sessenta e três voltas e outra com vinte e cinco voltas.

As primeiras antenas projetadas foram as quadradas, com estrutura de madeira e lado 131cm. A primeira com 63 voltas e a segunda com 25 voltas de fio, confeccionadas com um fio esmaltado mais espesso (AWG11), para que suportasse uma corrente alta e deixasse as antenas mais compactas possível.

Posteriormente, houve a necessidade de substituir a segunda antena quadrada por uma antena de estrutura mais leve que pudesse otimizar os materiais disponíveis, com isso optou-se por uma antena de área maior. Então foi desenvolvida uma antena octogonal com 71 cm de lado e sua estrutura feita com canos de PVC.

Um outro escopo do projeto ao qual essa dissertação faz parte é a utilização de TAGS de localização, monitoramento, entre outras atividades rotineiras dentro das minas. Com isso, tentou-se replicar um TAGS já em escala industrial. Desenvolvemos um TAG que possui 28 cm de diâmetro e 20 cm de altura, utilizando um fio AWG 32.

Na Tabela 4.3 temos os parâmetros intrínsecos das antenas produzidas e que serão utilizadas nos testes, com a tabela podemos comparar a efetividade das antenas.

Tabela 4.3: Parâmetros típicos para os *loops* de indução produzidos.

Antenas Produzidas	Lado ou Raio do Loop cm	Número de voltas	Diâmetro do Fio mm	Massa Kg	Área m²	Abertura específica - Φ m²/$\sqrt{\Omega}$	Resistência Ω
Quadrada 1	131	63	2,305	12,3	1,72	92,68	1,36
Quadrada 2	131	25	2,305	4,9	1,72	58,38	0,54
Octogonal	71	14	2,305	2,97	2,43	59,52	0,33
Tag	14	443	0,202	0,011	$1,76 \times 10^{-6}$	$0,17 \times 10^{-3}$	20,94
Circular Fio 1	2500	15	2,700	12,08	19,63	350,07	0,71

4.3 CONCLUSÃO

Derivou-se uma figura de mérito, denominada abertura específica, que pode ser usada para descrever o desempenho de antenas de indução em termos de "fatores de custo", como massa e tamanho físico. Demonstrou-se vários resultados que surgem da consideração desta figura de mérito - por exemplo, o número de voltas de fio na antena não é de importância primordial. Também foi possível avaliar o quão efetivas seriam as antenas projetadas para a utilização nos testes de comunicação por indução magnética

O conceito de abertura específica simplifica e esclarece consideravelmente o processo de projeto para antenas transmissoras e receptoras.

5 ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO TTE

Neste capítulo será apresentado o projeto das antenas e suas características, assim como uma comparação entre elas.

5.1 INTRODUÇÃO SOBRE ANTENAS PARA COMUNICAÇÃO TTE

A utilização de frequências baixas implica em antenas radiantes e ressonantes grandes fisicamente. Por exemplo, na frequência de 100 kHz um dipolo de meia onda deve ter 1500 m de comprimento. A dificuldade na comunicação TTE está quando necessita-se de antenas portáteis, pois a eficiência de radiação será reduzida, devido elas serem menores que seu tamanho ressonante. Felizmente, esse problema é compensado pelo fato da comunicação ser necessária em curtos alcances. Se a distância estiver dentro do campo próximo do transmissor, então, não se necessita de um radiador eficiente, porque o modo principal de operação será por acoplamento indutivo (para uma antena dipolo magnética) ou acoplamento eletrostático (para uma antena dipolo elétrica).

Duas formas fundamentais de antena são o elétrico e o dipolo magnético. Quando auto-ressonante, as estruturas aparecem como cargas resistivas. No entanto, quando a antena é muito menor do que o tamanho auto-ressonante, o dipolo elétrico apresenta baixa carga de capacitância, enquanto o dipolo magnético apresenta alta carga de indutância. Nesta situação, a antena requer um ajuste para poder conduzi-lo da maneira mais eficiente, o que pode resultar em uma alta tensão nos terminais. Mas a capacitância do dipolo elétrico de 1 m , quando é muito menor do que um comprimento de onda, é de apenas alguns pF e, portanto, o acoplamento disperso afetará seu desempenho, tanto como transmissor quanto receptor. Isso nos apresenta uma segunda razão para preferir utilizar campos magnéticos em vez de campos elétricos para comunicações subterrâneas.

5.2 CLASSIFICAÇÃO DA ANTENA

Um *loop* de fio transportando uma corrente constante é uma fonte de fluxo magnético. Da mesma forma, um par de eletrodos ou fios contendo uma carga constante é uma fonte de fluxo elétrico, e um par de eletrodos enterrados na terra é uma fonte de fluxo de corrente. Isso forma a base para a classificação de antenas como dispositivos B, D ou J-flux. A nomenclatura convencional descreve as antenas de fluxo em banda B pelo campo em que elas geram $-H$ ou $E-$, portanto, vamos adotar isso, adicionando J para descrever o campo a partir de uma antena de fluxo atual, o que é conveniente, mas não totalmente consistente. A Tabela 5.1 mostra a relação entre os campos H , E e J .

Tabela 5.1: Campos H, E e J - relação entre intensidade de campo e densidade de fluxo [7].

H	Densidade do fluxo magnético	$B[Hm^{-2}]$	Está relacionado com a intensidade do campo magnético	$H[Am^{-1}]$	por $B = \mu H$	(μ é a permeabilidade)
E	Densidade do fluxo elétrico	$D[Fm^{-2}]$	Está relacionado com a intensidade do campo elétrico	$E[Vm^{-1}]$	por $D = \varepsilon E$	(ε é a permissividade)
J	Densidade de fluxo de corrente	$J[Am^{-2}]$			por $J = \sigma E$	(σ é a condutividade)

Segundo Gibson em [7], as fontes magnetostáticas geraram um campo magnético que é capaz de penetrar em um condutor elétrico perfeito, enquanto uma fonte eletrostática gera um campo elétrico que é formado por cargas superficiais no condutor, sem nenhuma penetração no condutor pelo campo.

Estendendo esta observação para condutores menos que perfeitos e baixas frequências, é possível notar que o alto grau de atenuação do campo elétrico, ao cruzar o limite ar/rocha discutido no Capítulo 3 indica que ele é menos adequado que o campo magnético nessas condições de comunicações sub-superfície.

Um campo magnético variável no tempo deve coexistir com um campo elétrico (E) que varie no tempo, portanto, embora uma antena de campo E não possa produzir um campo elétrico utilizável no subsolo, seu campo magnético pode ser detectado com uma antena de campo H. Apesar de normalmente não escolhermos receber o campo elétrico, podem haver circunstâncias, em frequências mais altas, onde fosse viável. Além disso, as correntes parasitas serão geradas no meio condutor, dando origem a um campo J, que poderíamos detectar com um par de eletrodos.

5.2.1 Antenas de campo magnético (H)

Antenas de transmissor e receptor de *loop* de indução são a escolha óbvia (e tradicional) para operação sub-superficial, como é na comunicação TTE. Duas configurações padrão são: o *loop* com núcleo de ar e o solenoide longo e fino; o último com um núcleo de ferrita ou outro material de alta permeabilidade.

A antena de campo H é fácil de analisar pelas razões dadas anteriormente, a saber, que pode ser considerada como uma fonte pontual e geralmente é isolada de seu entorno, no sentido de que não há efeitos "dispersos" que sejam difíceis de modelar. (Mas claramente funciona, em parte, pela indutância mútua, por isso não é isolado nesse sentido).

5.2.2 Antenas de campo elétrico (E)

A antena do transmissor de campo elétrico é mais difícil de analisar do que os dispositivos de campo magnético (H) e geralmente não são práticas de usar. Uma antena *loop* requer baixa

voltagem a alta corrente, e apresenta alta indutância, enquanto um dipolo elétrico requer alta voltagem, baixa corrente e apresenta baixa carga capacitiva em seu driver, o que dificulta a modelagem devido à importância da capacitância parasita. Este não é apenas um problema teórico do desempenho da antena monopolo, seu campo depende do que está ao seu redor e não será totalmente previsível. Quando o monopolo é usado como receptor apresenta problemas semelhantes, como baixa capacitância, possuindo uma reatância muito grande, que torna difícil o casamento com o amplificador do receptor.

Uma antena de campo E gera um campo magnético e, em algumas circunstâncias, esse campo pode ser usado para comunicação no subsolo, porém não são tão eficientes como as antenas de campo magnético.

Para um fio horizontal (antena de campo E), o efeito da capacitância com a terra pode ser severo. Modelando o fio como uma linha de transmissão, podemos mostrar que a atenuação da corrente é exponencial com a distância. As linhas de transmissão utilizam o fio suspenso acima do solo para reduzir a capacitância. No entanto, para o uso sub-superficial, podemos também considerar o campo gerado pelo fluxo de corrente através da própria Terra, e este pode ser o campo mais significativo no subsolo.

5.2.3 Comparação de antenas de campo E e H

Embora o campo elétrico sofra uma atenuação na interface ar/rocha, ainda seria utilizável se pudéssemos gerar um campo elétrico suficientemente grande na antena - ou se uma antena de campo E gerasse um campo magnético suficientemente grande.

A nomenclatura na Tabela 5.2 indica a abertura específica (ou comprimento) da antena por Φ . Se as antenas do transmissor ou receptor fizerem uso de um núcleo magnético ou de um dielétrico, então μ_r e ϵ_r precisam ser adicionadas às expressões conforme apropriado. Mas devemos notar que a expressão para a atenuação do campo elétrico não depende da permissividade do meio subsuperficial. A coleção de termos que compõem cada fórmula são

1. O momento dipolar em função da dissipação de energia da antena
2. A atenuação de caminho
3. A atenuação do campo elétrico (onde aplicável)
4. o sinal induzido no receptor, expresso como uma função de $\Phi\sqrt{R}$ e o termo de ruído térmico, $\sqrt{4kTB R}$, com o R cancelando isso em $\Phi\sqrt{R}$.

Considerando um receptor de campo magnético, podemos ver na Tabela 5.2 que, para a mesma potência do transmissor, o transmissor de dipolo elétrico confere uma vantagem sobre o transmissor de dipolo magnético de:

$$\frac{\Phi_e^t}{\Phi_m^t} r, \quad (5.1)$$

Tabela 5.2: Comparação de sistemas dipolares elétricos e magnéticos. As expressões mostram a relação sinal/ruído do receptor em função dos tipos de antena do transmissor e do receptor, com os símbolos definidos no texto principal. As expressões entre chaves mostram o SNR relativo, após fatores comuns terem sido removidos das expressões principais [7].

	Transmissor dipolo magnético	Transmissor dipolo elétrico
Receptor de dipolo magnético	$\Phi_m^t \sqrt{P} \frac{1}{4\pi r^3} \frac{\omega \mu_0 \Phi_m^r}{\sqrt{4kTB}} \{ \Phi_m^t \Phi_m^r \}$	$\Phi_e^t \sqrt{P} \frac{1}{4\pi r^2} \frac{\omega \mu_0 \Phi_m^r}{\sqrt{4kTB}} \{ \Phi_e^t \Phi_m^r r \}$
Receptor de dipolo elétrico	$\Phi_m^t \sqrt{P} \frac{\omega \mu_0}{4\pi r^2} \frac{\omega \varepsilon_0}{\sigma} \frac{\Phi_e^r}{\sqrt{4kTB}} \{ \frac{\Phi_m^t \Phi_e^r}{\sigma / \omega \varepsilon_0} \}$	$\frac{\Phi_m^t \sqrt{P}}{\omega \varepsilon_0} \frac{1}{4\pi r^3} \frac{\omega \varepsilon_0}{\sigma} \frac{\Phi_e^r}{\sqrt{4kTB}} \{ \frac{\Phi_e^t \Phi_e^r / k_0^2}{\sigma / \omega \varepsilon_0} \}$

sugerindo que ele possa ser usado como uma fonte de campo magnético viável em uma configuração que denota-se por $E \rightarrow H$ (abreviação de um transmissor E-dipolo que envia para um receptor H-dipolo).

De acordo com Gibson [7] uma antena típica para um transmissor magnético com massa de 500g de cobre e forma linear de 1m terá $\Phi_m = 14m^2/\sqrt{\Omega}$. O comprimento específico comparável para um dipolo elétrico operando em $r = 20m$ seria $\Phi_e = 0,7m/\sqrt{\Omega}$. Essa antena teria uma massa muito menor (75 μg) e podemos supor, sem cálculo, que dissipar 10W em uma massa de fio tão baixa exigirá um projeto complexo.

Segundo Gibson em [7], para o cenário onde temos uma interface entre ar e rocha, as antenas de campo elétrico se mostram menos eficientes que as de campo magnético, pode-se entender essa referência comparando o conceito de comprimento específico (usado nas antenas E) e o de abertura específica (utilizado para antenas H). É possível observar que o momento magnético de um dipolo elétrico é simplesmente $md = \Phi_e^t \sqrt{P}$, sugerindo que um dipolo elétrico estático gerará um campo magnético. Mas isso é claramente falso; a falha está na dissipação de uma potência P na antena estática, algo que irá exigir uma voltagem motriz infinita. Essa situação mostra o porque opta-se descrever o campo magnético em termos de um momento de dipolo de corrente elétrica. Se o campo magnético é escrito em termos do momento de dipolo eletrostático (com $l = j\omega q$), então a dependência de frequência esperada pode ser observada.

5.3 ESCOLHA DO SISTEMA DE ANTENA

Existem três principais tipos de antenas que nos atende para a comunicação TTE, as antenas de campo E , H e J , porém para esse trabalho iremos focar nas antenas elétricas e magnéticas. Para um transmissor e receptor podemos misturar os tipos de antenas, porém convencionalmente, os sistemas portáteis para espeleólogos e mineradores têm feito uso de antenas de *loop* de indução com núcleo de ar, mas solenoides com núcleo de ferrite também foram testados, assim como grandes instalações de *loop* fixo. Para sistemas grandes, a escolha se estende a instalações mais caras, como mastros, matrizes de antena de linha usadas para comunicação submarina VLF e

antenas grandes em torres.

Iremos analisar as antenas que nos melhor atende no propósito de comunicar dentro de minas. Para isso, será estudadas antenas portáteis do tipo *loop* de indução magnética, com vários estilos de projetos.

5.4 ABERTURA ESPECÍFICA - CARACTERÍSTICAS

A abertura específica permite expressarmos vários resultados úteis, com relação ao projeto da antena de indução, são eles:

1. A força do campo não está relacionada apenas à entrada de energia para a antena
2. O número de voltas na antena não afeta o desempenho
3. O fator Q da antena não depende do número de voltas. Vamos agora mencionar brevemente algumas observações adicionais.

5.5 ANTENA COM NÚCLEO MAGNÉTICO

Geralmente a utilização do núcleo magnético acontece quando necessita-se melhorar a abertura específica da antena. Em determinados casos não é possível a utilização de antenas *loop* com núcleo de ar, pois suas dimensões seriam impraticáveis em alguns cenários. Porém, uma forma efetiva de aumentar essa figura de mérito é com a utilização do núcleo magnético, que melhora o momento magnético. A melhor forma para aplicação do núcleo magnético é na forma de um solenoide, pois isso permite utilizar a propriedade magnética do material em sua extensão máxima.

O momento magnético de tal antena depende do volume do núcleo, enquanto que a "eficiência"(pela qual entendemos a relação entre o momento magnético e a potência, isto é, a abertura específica) depende da permeabilidade e do volume do enrolamento. Por sua vez, a permeabilidade depende do fator de forma da haste. Uma barra longa e fina aproxima-se da permeabilidade intrínseca do material, enquanto uma haste curta e gorda tem uma permeabilidade limitada em geometria.

Para entender melhor o funcionamento é importante conhecermos a densidade do fluxo magnético no centro de um solenoide longo e fino, de comprimento l , e compreendendo N voltas é:

$$B = \mu \frac{NI}{l}, \quad (5.2)$$

em que I é a corrente no solenoide, N o número de voltas e μ é a permeabilidade do material.

Sabendo o fluxo magnético desse solenoide, podemos trazer os resultados encontrados por Gibson (7) em seu trabalho sobre o momento magnético, dado por:

$$m_d = V_c \frac{B}{\mu_0}, \quad (5.3)$$

em que V_c é o volume do núcleo, sendo um resultado padrão apresentado, que relaciona o momento magnético do transmissor aos parâmetros de custo do volume do núcleo do solenoide e densidade do fluxo, nos permitindo expressar m_d máximo em termos do fluxo de saturação do núcleo.

A utilização dessa técnica funciona bem para aplicações como receptor, principalmente quando se tem limitações de tamanho das antenas, pois o núcleo magnético faz essa compensação do número de voltas e do tamanho da antena, porém não funciona bem como transmissor, pois o momento magnético é limitado pela densidade do fluxo de saturação do material.

5.6 PROXIMIDADE E EFEITOS DE PROFUNDIDADE PELICULAR

O efeito pelicular, pelo qual um campo elétrico decai exponencialmente quando penetra em um meio condutor, já foi discutido no capítulo sobre propagações. A fórmula da profundidade pelicular derivada no capítulo 3 aplica-se a esta situação, e pode ser demonstrado que, dado um fio que tenha várias profundidades peliculares de diâmetro, o fluxo de corrente atua, uniformemente, como se toda a corrente estivesse numa camada superficial localizada a uma distância de uma profundidade pelicular. O exemplo dado por Gibson em [7], apresenta a profundidade pelicular no cobre em 100 kHz 0.2 mm , de modo que um fio que tenha 2 mm de diâmetro teria uma resistência em 100 kHz de aproximadamente 2,5 vezes a sua resistência DC.

Claramente isso tem uma implicação de como construir a antena e, para uma dada massa de enrolamento, muitas voltas de fios finos podem ser melhores do que algumas voltas de fios mais grossos. No entanto, isso não leva em conta o efeito da auto-capacitância (efeito de proximidade).

O efeito pelicular pode ser explicado considerando-se que a corrente provoca um campo magnético dentro do fio, que dá origem a correntes parasitas, que se opõem ao fluxo de corrente no centro do fio e o reforçam externamente. O efeito de proximidade está relacionado ao efeito pelicular, mas é causado por um campo externo. Em um par de fios paralelos transportando corrente na mesma direção, o efeito de proximidade fará com que as linhas de fluxo de corrente nos dois fios se afastem. Em um feixe de fios, isso tem o efeito de forçar a corrente para as bordas mais externas do feixe.

Embora semelhante ao efeito pelicular, o efeito de proximidade opera independentemente disso. Se os fios do enrolamento estiverem muito próximos, a distribuição de corrente será semelhante à de um único fio maior e não haverá efeito específico devido à proximidade. Este também é o caso se os fios estiverem bem espaçados. No entanto, para situações entre esses dois extre-

mos, foi mostrado por Butterworth [38] que existia um efeito adicional. Butterworth explicou que o efeito pelicular foi reduzido em fios finos, mas que o efeito de proximidade foi reduzido em fios grossos e que existe o espaçamento ótimo. Seus resultados foram resumidos por [39] e por [40]. Os resultados de Butterworth foram discutidos por [41], mas o experimentador de rádio de caverna canadense, Ian Drummond, acredita que Watt interpretou erroneamente alguns dos resultados de Butterworth. Baseado em um estudo das fórmulas de Butterworth, Drummond comentou [42],

"É certamente digno de nota que a resistência AC de uma antena *loop* pode ser até dez vezes a resistência DC do mesmo pedaço de fio, e que a maior parte do aumento vem do efeito do campo da antena no fio, não do efeito do campo do fio isolado sobre si mesmo (que é o que a maioria das pessoas pensa como o 'efeito pelicular', eu acho) Então qualquer análise de antena deve levar em conta esses efeitos para ser metade (ou décima) - maneira precisa."

O efeito de proximidade também é referido brevemente por [43] e foi analisado por [44], [45], que o considerou um fator significativo no desempenho de antenas multi-voltas eletricamente pequenas. Não há dúvida de que este importante efeito precisa claramente de um estudo mais aprofundado, já que será benéfico se pudermos otimizar o enrolamento da antena de tal forma que possamos reduzir o efeito de proximidade. No entanto, deve-se notar que nenhuma dessas análises do efeito de proximidade considera perdas devido à auto-capacitância. É provável que isso também dê origem a um efeito significativo, embora o comentário de Drummond, acima, tenha sido verificado para uma antena com baixa perda de autocapacitância.

5.6.1 Auto Capacitância

Como dito por Butterworth em [38], o efeito da auto capacitância está relacionado com as interações que um condutor tem com o outro quando estão em um enrolamento próximos uns aos outros, com isso a forma que as antenas são desenvolvidas pode gerar ou não esse efeito. No caso dos projetos de antenas dessa dissertação, foram feitas limitações físicas nas dimensões e nos formatos das antenas, que foram feitas com fios enrolados entorno de um suporte, mantendo os condutores o mais próximo possível um dos outros para otimizar as dimensões do suporte. Porém, essa característica faz com que exista interação entre os fios e ocasiona o efeito de auto capacitância.

Será realizado um estudo sobre o efeito da auto capacitância nas antenas projetadas, pois para extrair o máximo delas é necessário entender o fenômeno e saber como lidar com esse efeito.

Devido o efeito de auto capacitância e as resistências internas das antenas, pode-se modelá-las como na Figura 5.1 em que a auto capacitância está representada como capacitância parasita em paralelo com a resistência e a indutância da antena.

Para a função de transferência consideraremos $R_{fonte} = R_s$, $R_{antena} = R_a$, $C_{parasita} = C_p$ e

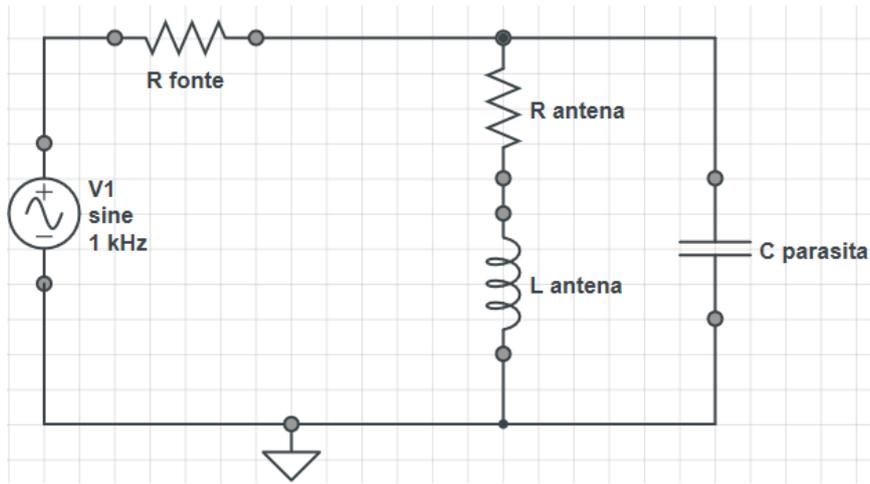


Figura 5.1: Modelo esquemático da antenna *loop*, incluindo o efeito de autocapacitância

$L_{antena} = L_a$, com isso teremos que a função de transferência é dado por:

$$H(s) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{1}{R_s C_p} \frac{s + R_a/L_a}{s^2 + \left(\frac{L_a + C_p R_a R_s}{C_p L_a R_s}\right)s + \left(\frac{R_a + R_s}{C_p L_a R_s}\right)}. \quad (5.4)$$

Para nosso estudo da resposta transiente do circuito, precisamos apenas do denominador de $H(S)$

$$d(s) = s^2 + \frac{(L_a + C_p R_a R_s)s}{C_p L_a R_s} + \frac{R_a + R_s}{C_p L_a R_s}. \quad (5.5)$$

Agora adaptando $d(s)$ ao modelo $s^2 + 2\alpha s + w_0^2 = 0$, em que $2\alpha = \Delta w$ (Largura de banda da antenna), temos que:

$$\alpha = \frac{(L_a + C_p R_a R_s)}{2C_p L_a R_s} \quad e \quad w_0 = \sqrt{\frac{R_a + R_s}{C_p L_a R_s}}, \quad (5.6)$$

as fórmulas acima indicam que a largura de banda e a frequência de ressonância dependem da resistência de saída da fonte R_s , o que dificulta medir R_a e C_p . Iremos chamar w_0 de ressonância própria da antenna.

Se fizermos $R_s/R_a \rightarrow \infty$, em outras palavras colocar uma grande resistência em série com a fonte obtêm-se:

$$d(s) \approx s^2 + \frac{R_a}{L_a}s + \frac{1}{C_p L_a}, \quad (5.7)$$

com isso $\alpha = R_a/2L_a$ e $w_0 = 1/\sqrt{C_p L_a}$ e como L_a é conhecido através das medições com a Ponte RLC, então podemos encontrar R_a e C_p via estudo da resposta transiente do circuito.

Os polos do circuito são $s = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - w_0^2}$ e estamos interessados no sub-amortecimento,

quando os polos forem negativos, então temos:

$$S_1 = -\alpha + j\sqrt{\alpha^2 - w_0^2} = -\alpha + jw_0\sqrt{1 - \zeta^2}, \quad (5.8)$$

$$S_2 = -\alpha - j\sqrt{\alpha^2 - w_0^2} = -\alpha - jw_0\sqrt{1 - \zeta^2}, \quad (5.9)$$

sendo $\zeta = \frac{\alpha}{w_0} = \frac{1}{2Q}$. Com os polos pode-se definir o sinal transiente via transformada de Laplace

$$v(t) = A_1 e^{S_1 t} + A_2 e^{S_2 t}, \quad (5.10)$$

resolvendo temos:

$$v(t) \approx 2Ae^{-\alpha t} \cos(w_0 t) + \varphi, \quad (5.11)$$

o C_p é estimado utilizando L_a e medindo o período de oscilação no osciloscópio e a fórmula de w_0 . E R_a é medido utilizando a fórmula de α e medindo o decaimento exponencial $e^{-\alpha t}$.

O decaimento da exponencial para medição de α é:

$$\Delta w = 2\alpha, \quad (5.12)$$

$$\Delta f = \frac{\alpha}{\pi} = \frac{R_a}{2\pi L_a}, \quad (5.13)$$

considerando $T_{50\%}$ o tempo em que o exponencial reduz em 50% seu valor em relação a $t = 0$

$$t = 0 \Rightarrow e^{-\alpha 0} = 1 \quad (5.14)$$

$$t = T_{50\%} \Rightarrow \frac{1}{2} = e^{-\alpha T_{50\%}} \Rightarrow -\pi \Delta f T_{50\%} = \ln 0,5 \quad (5.15)$$

$$\Delta F \approx \frac{1}{4,5 T_{50\%}} \approx \frac{f_0}{4,5 N} \quad \alpha \approx \frac{0,7}{T_{50\%}} \approx \frac{0,7 F_0}{N} \quad (5.16)$$

Sendo F_0 a frequência natural de ressonância e N é o número de ciclos. Com isso temos que:

$$Q \approx \frac{f_0}{\Delta f} \approx 4,5 N, \quad (5.17)$$

e a resistência da antena é dado por:

$$R_a = \frac{1,4 f_0 L}{N} \approx 4,5 N. \quad (5.18)$$

Lembrando que a resistência da antena varia de acordo com a frequência, devido aos efeitos

parasitas (R_p), com isso necessita-se conhecer melhor.

Sabe-se que a resistência parasita R_p varia com a frequência para saber o seu valor. Para a frequência de interesse ω_i , faz-se:

$$C_{parasita} = \frac{1}{L_a \omega_0^2}, \quad (5.19)$$

sabendo que $C_{total} = C_p + C_{ajuste}$, com isso:

$$C_p + C_{ajuste} = \frac{1}{L_a \omega_i^2} \Rightarrow C_{ajuste} = \frac{1}{L_a \omega_i^2} - \frac{1}{L_a \omega_0^2} \quad (5.20)$$

$$C_{ajuste} = \frac{1}{L_a} \frac{\omega_0^2 - \omega_i^2}{(\omega_0 \omega_i)^2} \quad (5.21)$$

Lembrando que para que o capacitor seja positivo, $\omega_0 > \omega_i$. Não se pode ajustar a frequência de ressonância para uma frequência maior que a natural de corte.

5.7 TRANSMISSOR

O amplificador de potência é uma peça importante para garantir um enlace de comunicação magnética. Para que a comunicação exista é necessário que seja gerado um campo magnético na antena transmissora suficientemente forte para que seja percebido na receptora, permitindo a formação de um canal de comunicação. Como mostra a Equação 4.2, para uma boa comunicação é importante que tenha-se um momento magnético (4.1) suficientemente grande, e para que se tenha um valor significativo podemos modificar as características da antena ou a corrente do circuito, que é entregue pelo amplificador de potência. Como essa comunicação depende mais da corrente que circula a antena é preferível que utilize-se amplificadores de potência que mais se assemelhem a uma fonte de corrente, para maximizar o momento magnético e garantir um campo mais efetivo.

5.7.1 Alimentando uma antena sintonizada

Para um sistema de voz ou sinal de banda estreita, normalmente sintonizamos o circuito do transmissor para ressonância com um capacitor em série, fazendo com que ele apresente uma carga principalmente resistiva ao amplificador de potência. Vamos derivar uma expressão para o modo como essa carga resistiva é combinada com a resistência de saída do amplificador e analisaremos a tensão no capacitor de sintonia.

5.7.2 Alimentando uma antena não sintonizada

Apesar da ineficiência, há momentos em que podemos ser obrigados a usar uma antena não sintonizada. Um caso óbvio é quando desejamos transmitir um sinal de banda larga, mas também podemos decidir usar uma antena não sintonizada para um sinalizador de frequência pontual, porque evitariam problemas devido a variações paramétricas de tração e tensão no capacitor de sintonização.

5.8 RESULTADOS

5.8.1 Antenas projetadas

Com as várias propostas de testes para o projeto, foi necessário desenvolver múltiplas antenas, para que cada uma das tarefas pudessem ser concluídas. Além disso, um dos escopos era o estudo e comparação das possíveis antenas que poderiam ser utilizadas para a comunicação subterrânea.

5.8.1.1 Primeira antena

Como mostra na Figura 5.2, a primeira antena desenvolvida tem sua estrutura feita em MDF e possui uma abertura para passar o enrolamento e conferir o formato quadrado.

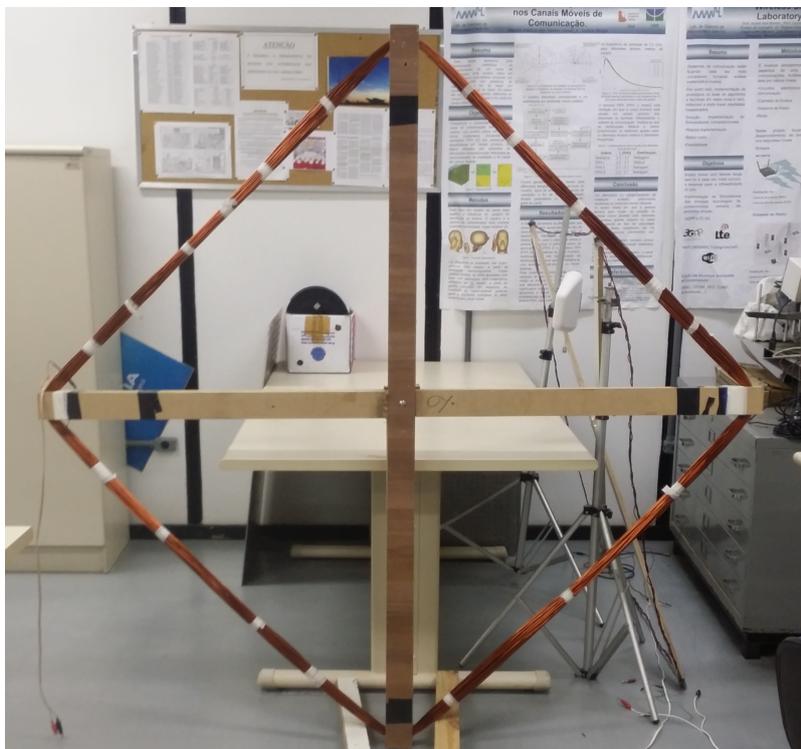


Figura 5.2: Foto da primeira antena desenvolvida pelo projeto, no formato quadrado, com 12 Kg de cobre, fio AWG 11 e área de $1,72 \text{ m}^2$

Tabela 5.3: Caracterização dos parâmetros da primeira antena *loop* produzida para o projeto.

Características	
Formato	Quadrado
Lado	131 <i>cm</i>
Número de voltas	63
Diâmetro do fio	2,305 <i>mm</i>
Área	1,72 <i>m</i> ²
Resistência DC - Teórico	1,36 Ω
Resistência DC - Experimental	1,54 Ω
Indutância - Teórica	17,1 <i>mH</i>
Indutância - Experimental	17,1 <i>mH</i>
Capacitância parasita	797.4 <i>pF</i>
Frequência natural de corte	43,1 <i>kHz</i>
Corrente máxima	13 <i>A</i>

Nesta antena foi realizada uma caracterização completa, mostrada na Tabela 5.3. Essa é a nossa principal antena, visto que foi utilizada em todos os testes desenvolvidos durante o decorrer do projeto. Através dela obtivemos a melhor recepção do sinal, e por isso foi utilizada para mapear os ruídos e como antena receptora nos testes. Sua utilização como receptora vem em consequência da sua maior massa de cobre se comparada às outras antenas. Se considerarmos ainda nossos amplificadores disponíveis, não estaríamos utilizando todo o potencial da antena, como visto no Capítulo 4.

Por ter sido utilizada em todos os testes, fez-se necessário conhecer todas as suas características. Realizou-se, portanto, o mapeamento de sua resistência em frequência, observando que existe variação da resistência com a frequência.

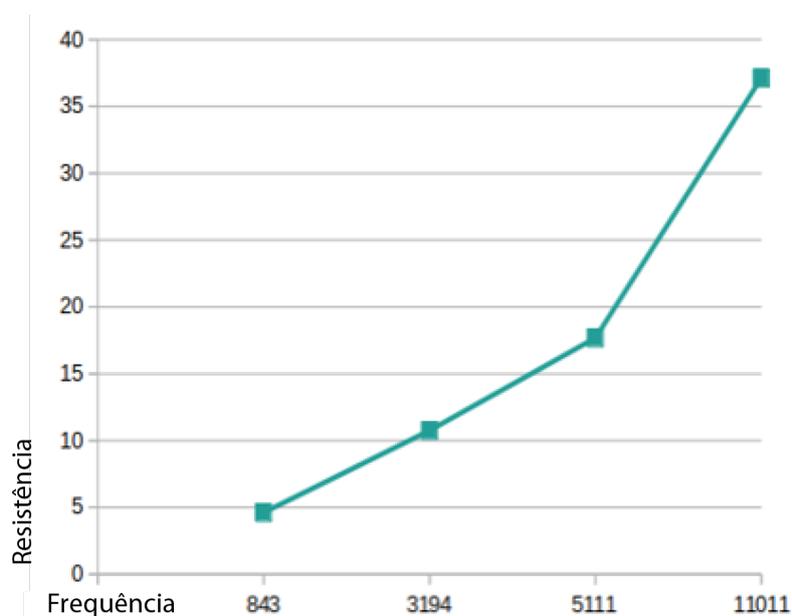


Figura 5.3: Resistência parasita da primeira com relação a frequência

Tabela 5.4: Caracterização dos parâmetros da segunda antena *loop* produzida para o projeto.

Características	
Formato	Quadrado
Lado	131 <i>cm</i>
Número de voltas	25
Diâmetro do fio	2,305 <i>mm</i>
Área	1,72 <i>m</i> ²
Resistência DC - Teórica	0,54 Ω
Resistência DC - Experimental	0,64 Ω
Indutância - Teórica	2,968 <i>mH</i>
Indutância - Experimental	2,887 <i>mH</i>
Corrente máxima	13 <i>A</i>

5.8.1.2 Segunda antena

O projeto da segunda antena é exatamente o mesmo da primeira, porém com uma quantidade reduzida de cobre, como mostra na Figura 5.4. Em sua estrutura também foi utilizado MDF e possui a mesma abertura da Seção 5.8.1.1. Ela foi desenvolvida desse modo, pois havia um limitante de quantidade de cobre e necessitava de uma segunda antena para comunicar com a primeira e iniciar os testes da plataforma de comunicação por indução magnética.



Figura 5.4: Foto da segunda antena desenvolvida pelo projeto, no formato quadrado, com 4,9 Kg de cobre, fio AWG 11 e área de 1,72 *m*²

Foi feita uma caracterização mais simples nesta antena, como pode ser visto na Tabela 5.4. Inicialmente foi desenvolvida para ser o transmissor de uma plataforma de comunicação por indução magnética e foi utilizada para as medidas de comunicação TTE na expedição feita no restaurante universitário da UnB, descrita no capítulo 8.

5.8.1.3 Terceira antena

A terceira antena surgiu com a proposta de ser uma transmissora mais eficiente e que fosse o mais leve possível, para que pudesse ser transportada para locais em que os acessos são difíceis, que é outro propósito do projeto. Para isso, foi idealizada uma antena com estrutura tão resistente quanto a madeira, mas que fosse mais leve, no caso foi escolhido o PVC. Além disso, optou-se por utilizar uma área um pouco superior, para que pudéssemos compensar uma menor massa de fio, como podemos ver na Figura 5.5.



Figura 5.5: Foto da terceira antena desenvolvida pelo projeto, no formato octogonal, com 2,97 Kg de cobre, fio AWG 11 e área de $2,43 m^2$

Assim como na receptora, foi realizada uma caracterização mais detalhada dessa antena, pois será utilizada em localizações mais hostis e os testes preliminares precisam ser mais detalhados e efetivos, para que não exista falha nas expedições. O resultado dessa caracterização pode ser observado na Tabela 5.5. Essa antena foi desenvolvida para ser a transmissora da plataforma experimental de comunicação TTE e foi projetada de maneira que pudesse aproveitar melhor o amplificador utilizado, como pode ser visto na Seção 4.2.

Com a necessidade de entender bem como que a antena de PVC se comporta como transmissora, foi feito o teste para saber o fator-Q e foi feito um o estudo do comportamento da frequência dentro do laque de frequências que são utilizadas para nossos testes, com isso obtivemos os resultados da Figura 5.6

Tabela 5.5: Caracterização da antena *loop* produzida com suporte em PVC.

Características	
Formato	Octogonal
Lado	71 <i>cm</i>
Número de voltas	14
Diâmetro do fio	2,305 <i>mm</i>
Área	2,42 <i>m</i> ²
Resistência DC - Teórica	0,33 Ω
Resistência DC - Experimental	0,42 Ω
Indutância - Teórica	1,12 <i>mH</i>
Indutância - Experimental	1,258 <i>mH</i>
Capacitância parasita	497.84 <i>pF</i>
Frequência natural de corte	200 <i>kHz</i>
Corrente máxima	13 <i>A</i>

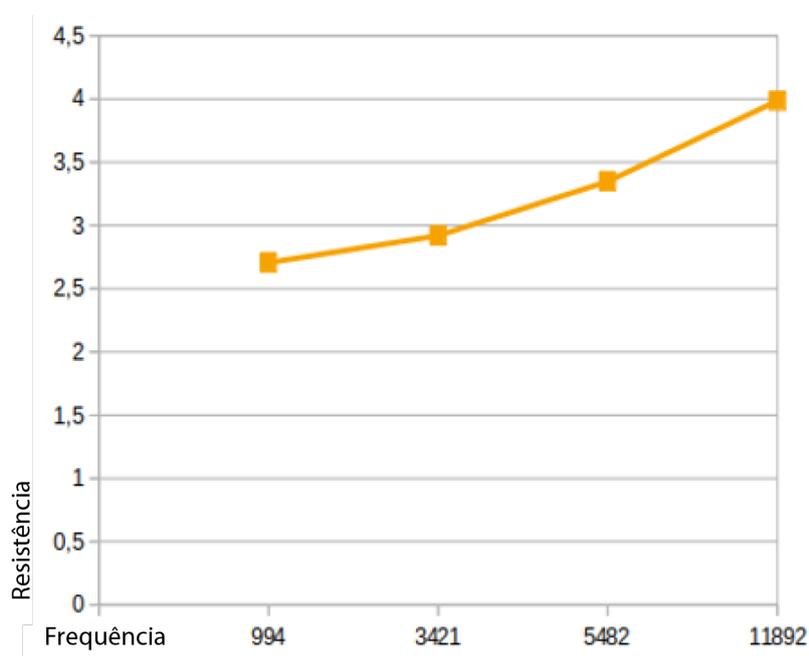


Figura 5.6: Resistência parasita da antena de PVC com relação a frequência

5.8.1.4 Quarta antena

O TAG de comunicação foi produzido para atender o escopo de localização de objetos no projeto, ele foi baseado em um TAG já existente (modelo RI-TRP-R9QL-30), que é um transpônder da Texas Instruments (TI) com 30 *mm* de diâmetro, que segue os padrões abertos globais ISO/IEC 11784/11785.

A nossa réplica do TAG foi feita baseada em um suporte plástico que é similar um carretel, em que foi feito o enrolamento do fio ao redor do suporte, como pode ser visto na Figura 5.7.

Foi feita uma caracterização mais complexa nesta antena, como pode ser visto na Tabela 5.6. Devido suas características, o TAG só funciona como receptor. Seu fio possui uma espessura

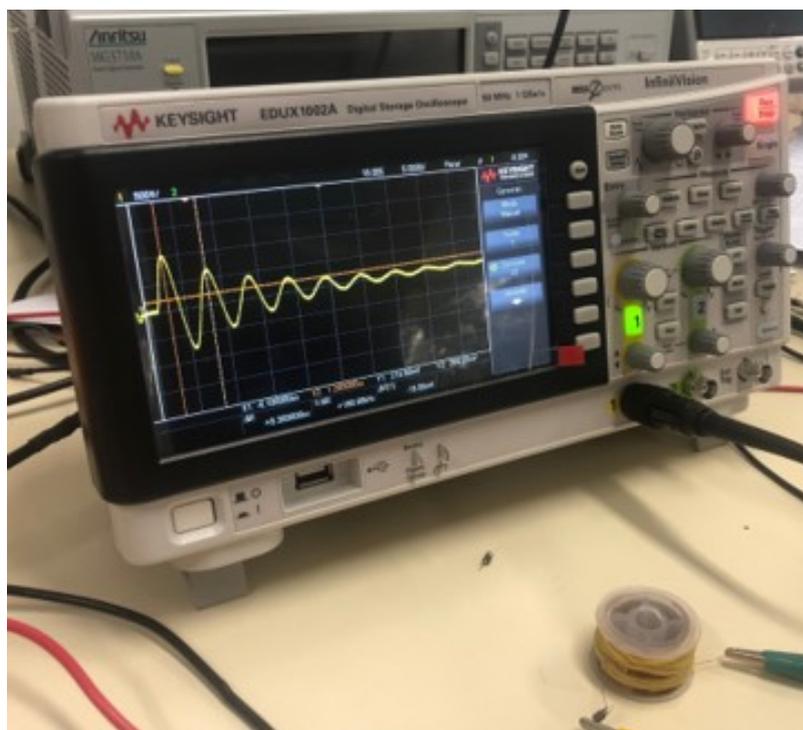


Figura 5.7: Foto da quarta antena desenvolvida pelo projeto, no formato circular, tentando imitar o TAG da TI, com 11 gramas de cobre, fio AWG 32 e área de $1,76 \times 10^{-6} \text{ m}^2$

muito fina que impossibilita utilização de uma amplificador de potência.

Tabela 5.6: Caracterização dos parâmetros da antena TAG.

Características	
Formato	Circular
Diâmetro	28 mm
Comprimento	20 mm
Número de voltas	443
Diâmetro do fio	0,202 mm
Área	$1,76 \times 10^{-6} \text{ m}^2$
Resistência DC - Teórica	20,94 Ω
Resistência DC - Experimental	24,46 Ω
Indutância - Teórica	3,86 mH
Indutância - Experimental	3,87 mH
Capacitância parasita	202.02 pF
Frequência natural de corte	180 kHz
Corrente máxima	90 mA

Com o estudo mais aprofundado das características do TAG, foi possível encontrar o fator-Q e um equivalente da resistência para algumas determinadas frequências dentro de nosso range de trabalho, como pode ser visto na Figura 5.8.

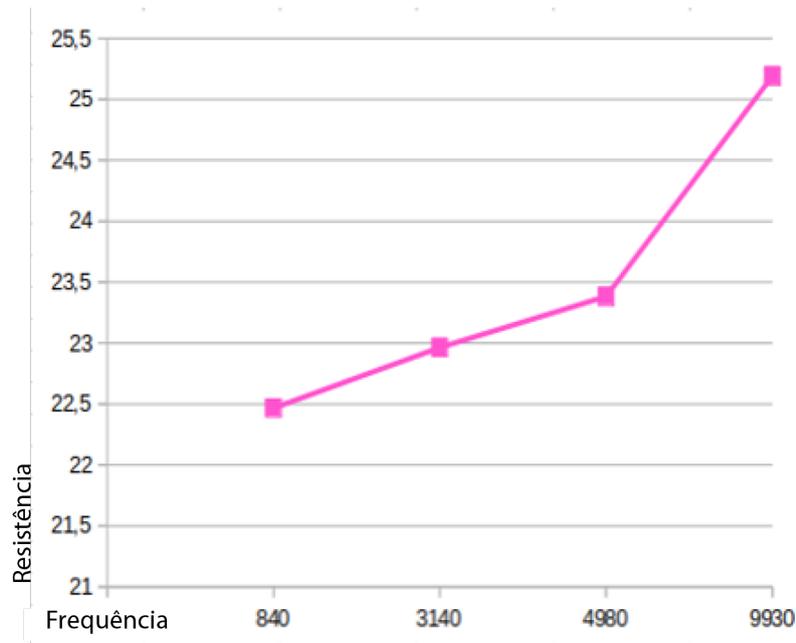


Figura 5.8: Resistência parasita da antena TAG, sendo relacionada com a frequência

5.8.1.5 Quinta antena

A quinta antena foi produzida como garantia para testes externos em casos de falta de potência na transmissão. Além disso, foi feita para ser maleável, de forma variável e pudesse ser transportada de maneira simplificada. Ela foi confeccionada com cabo flexível de 6 mm^2 . Devido essa forma não fixa, preferiu-se por não fazer a caracterização complexa e sim uma mais simples e genérica, utilizando o maior tamanho possível que a antena poderia assumir, como na Figura 5.9.



Figura 5.9: Foto da última antena desenvolvida pelo projeto, no formato circular, em que buscou-se otimizar o amplificador, utilizou-se cabo flexível de 6 mm^2 utilizando-se 240 m de fio e área de $19,63 \text{ m}^2$

Foi feita uma caracterização mais simples nesta antena, como pode ser visto na Tabela 5.7. Ela foi desenvolvida exclusivamente para ser uma transmissora que melhor otimizasse todos os parâmetros do nosso amplificador e com um tamanho que é condizente para os testes propostos para o projeto.

Tabela 5.7: Caracterização dos parâmetros da quinta e maior antena *loop* produzida.

Características	
Formato	Circular
Diâmetro	5 m
Número de voltas	15
Diâmetro do fio	2,7 mm
Área	16,635 m ²
Resistência DC - Teórica	0,71 Ω
Resistência DC - Experimental	0,75 Ω
Indutância - Teórica	2,397 mH
Indutância - Experimental	3,107 mH
Corrente máxima	36 A

5.8.1.6 Características das antenas

Devido a limitações do amplificador utilizado no projeto, trabalhou-se dentro de determinados parâmetros para melhor aproveitar sua potência. O amplificador usado é o *TS250 – 1* da Accel Instruments, com isso sua limitação na tensão é de $\pm 20 V_p$ e a corrente limitada a $3,3 A_{RMS}$. Conhecendo esses parâmetros e o material de confecção da antena, foi possível encontrar o limiar máximo de otimização dos materiais da antena, isso significa que se for utilizado mais material, apenas estará sendo desperdiçado condutor, pois há uma diminuição da tensão por estar sendo adicionado resistência a antena com o acréscimo de fio, lembrando que a corrente e número de voltas (tamanho do fio) são proporcionais. Sendo assim, não há melhora no desempenho da antena simplesmente com o aumento do número de espiras, devido as limitações do amplificador utilizado.

As contas foram desenvolvidas no MatLab e a Figura 5.10 demonstra as contas que foram levadas em consideração para os resultados.

Será feita uma comparação de antenas de mesma área, no caso, com raio de 1 m. Na Figura 5.11 podemos ver que o momento magnético se estabiliza por volta de 1500 m de fio, ou seja, se for feito um enrolamento maior que isso, não estaremos melhorando a antena como transmissora, pois temos as especificações do amplificador como limitante na transmissão. No caso, essas contas não valem para o receptor, pois nele não temos uma limitação de potência.

Como pode-se ver na Figura 5.12, a melhor resistência para a antena transmissora, nas condições determinadas nesse tópico, será de aproximadamente $4,3 \Omega$, pois será o melhor aproveitamento da Tensão e corrente que o amplificador pode fornecer.

Para melhorarmos a transmissão podemos alterar as características da antena ou do ampli-

```

Vp=20; %max voltage do amplifier [V]
I=3.3; %max current of amplifier [A]
r=1; %antenna radius [m]
alpha=6*10^-6; %wire thickness [m^2]
rho=8960; %density of copper [kg/m^3]
resis=1.72*10^-8; %resistivity of copper [ohm*m]

V=Vp/(2^0.5)
A=pi*r^2; %area [m^2]
p=2*pi*r; %perimeter [m]

R=linspace(0,2*V/I,1000); %resistance [ohm]
NP=R*alpha/resis; %total length of wire (equal to perimeter times number of turns) [m]

M=NP*alpha*rho; %mass [kg]
md=A/p*(M/(rho*resis)).^0.5.*(min(V,I*R).*min(I,V./R)).^0.5; %magnetic moment [N*A*m^2]

figure; plot(R, md); title 'Resistência'; xlabel 'Resistência'; ylabel 'Momento magnetico [volts*A*m^2]';
figure; plot(NP, md); title 'Tamanho do Fio'; xlabel 'Tamanho total do Fio [m]'; ylabel 'Momento magnetico [volts*A*m^2]';

```

Figura 5.10: Código desenvolvido no MATLAB para calcular a relação entre a potência do amplificador e o momento magnético da antena

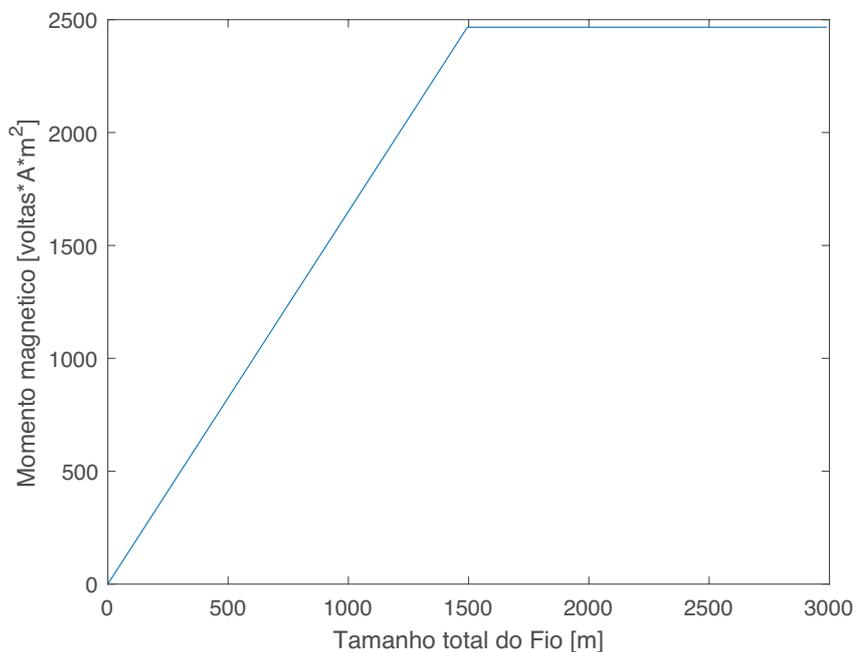


Figura 5.11: Relação entre o tamanho do fio com o momento magnético de uma antena de área fixa e um amplificador de tensão limitado.

cador, porém este é limitado. Com isso, se melhorarmos o número de voltas da antena teremos uma redução na corrente proporcionalmente, dessa maneira quando se necessita melhorar a comunicação, altera-se a área da antena obtendo um ganho de segunda ordem, conseqüentemente melhorando o momento magnético e a figura de mérito da antena. Lembrando que estamos considerando a utilização do amplificador de tensão limitado, como o que utilizamos nesta dissertação.

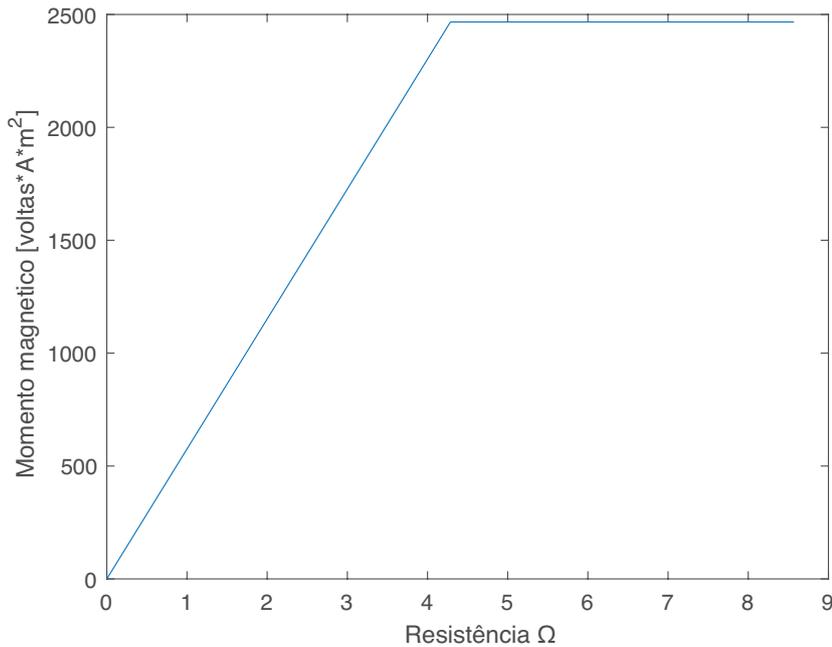


Figura 5.12: Relação entre a resistência com o momento magnético da antena, com isso temos a taxa da tensão pela corrente máxima do nosso amplificador de potência.

5.9 CONCLUSÃO

Consideramos o projeto de sistemas de antenas de circuito de indução e fizemos uma série de comparações entre o uso de *loops* de núcleo de ar e solenoides de núcleo de ferrite. É evidente que o transmissor e o receptor podem se beneficiar de diferentes projetos de antenas; com o transmissor sendo um *loop* grande com núcleo de ar e o receptor um solenoide menor, longo e fino. A razão para essa distinção é que o momento magnético de um transmissor de núcleo de ferrite é limitado pela densidade de fluxo de saturação do material e pelas perdas de histerese no núcleo.

Discutimos os efeitos de pelicular e proximidade e observamos que mais investigações eram necessárias nessa área. As perdas de enrolamento em um *loop* com núcleo de ar provavelmente serão maiores do que as de um solenoide de núcleo de ferrite, fazendo uma comparação geral das perdas necessárias em um projeto completo.

Foi demonstrado que uma antena desenvolvida com um conjunto de barras de ferrite tinha um desempenho que dependia muito do arranjo físico das hastes. Podemos ver que seria possível fazer uma antena receptora muito sensível se ela fosse longa e fina, mas, em um sistema prático, precisaríamos prestar atenção à montagem da antena e resolver problemas relacionados à portabilidade. Esses problemas também são importantes para um *loop* com núcleo de ar, mas é simples montar um cabo em uma estrutura dobrável.

Infelizmente, não podemos fazer o projeto da antena, pois ela depende de uma grande parte dos requisitos do sistema de comunicação, que não é específica neste contexto.

6 SINTONIZAÇÃO DA ANTENA

6.1 CIRCUITO DE RESSONÂNCIA

Os circuitos ressonantes são muito utilizados em equipamentos de telecomunicações, pois eles possibilitam a transmissão de um determinado sinal em uma frequência determinada. Eles são responsáveis pela separação de sinais em filtros, pela rejeição das interferências e ruídos que ocorrem na transmissão. Todos os objetos possuem uma frequência própria de sua vibração, que leva em consideração seu tamanho, material e sua forma. Essa frequência própria de cada objeto é chamada de frequência de ressonância. Os circuitos elétricos também possuem suas frequências próprias de vibração, emitindo sinais em apenas uma frequência quando são excitados. E, circuitos semelhantes que são receptores para essas frequências tendem a vibrar de forma mais intensa, recebendo estes sinais. Um exemplo de circuito ressonante LC é o da 6.1.

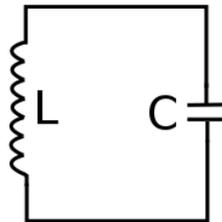


Figura 6.1: O circuito ressonante LC [9].

Esse circuito oscila em apenas uma frequência. Se considerar que o capacitor está carregado, haverá uma diferença potencial nos polos e quando ele descarrega a corrente de descarga do capacitor flui através do indutor. Com a descarga do capacitor, a corrente gerada cria um campo magnético como visto na 6.2.

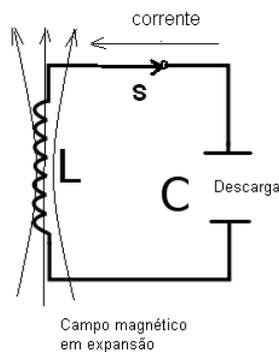


Figura 6.2: A energia do campo elétrico no capacitor se transfere para o campo magnético do indutor [9].

Quando a corrente de descarga do capacitor cessa, toda a energia que está no campo magnético do indutor começa a contrair-se, induzindo no indutor uma tensão que carrega o capacitor, mas

com polaridade oposta. Terminada a contração do campo, com o seu desaparecimento, o capacitor começa agora a descarregar-se novamente, mas com uma corrente oposta à inicial. Esta corrente gera um novo campo magnético invertido que se expande no indutor. E assim sucessivamente até que as perdas dos ciclos de descarga e recarga do capacitor e a resistência do indutor dissipem toda a energia do sistema. Se não houvessem perdas, esse ciclo ocorreria por tempo infinito gerando assim um sinal senoidal cuja frequência dependeria dos valores do capacitor e do indutor apenas. Dessa forma a oscilação que ocorre é amortecida até desaparecer, como mostrado na Figura 6.3.

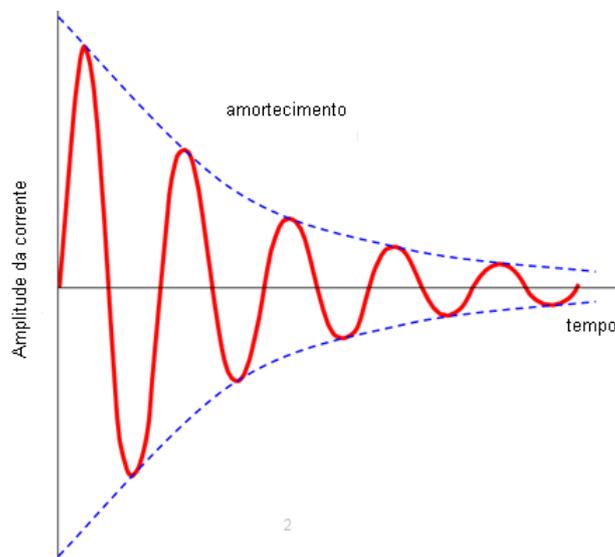


Figura 6.3: Oscilação amortecida do circuito de ressonância [9].

Quando um circuito LC é excitado, ele oscila em uma frequência específica que depende apenas do indutor e do capacitor. O efeito de ressonância possui outras características que são muito importantes. Se a excitação for um outro sinal externo e ela tiver uma frequência diferente da frequência de ressonância, ele terá dificuldade em acompanhar as variações deste sinal, e com isso sua impedância será reduzida. Nestas condições, o circuito se comporta como um condutor para o sinal que passará através dele como visto na Figura 6.4.

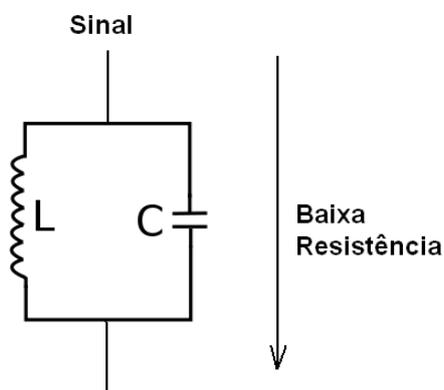


Figura 6.4: Circuito LC fora da ressonância [9].

Porém, caso a frequência do sinal excitante seja igual a frequência de ressonância do circuito LC, o circuito se comportará como um circuito de alta impedância, aparecendo então o sinal em suas extremidades com grande amplitude. Como mostrado na Figura 6.5.

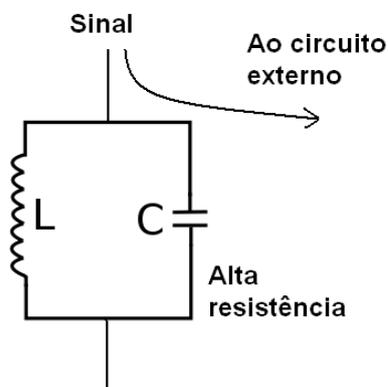


Figura 6.5: O circuito LC paralelo na frequência de ressonância [9].

Utiliza-se esta característica nos circuitos de sintonia dos receptores, comumente utilizados em telecomunicações. Com isso é possível fazer com que, em determinados circuitos, apenas uma determinada frequência apareça nas suas extremidades. Enquanto que os demais são curto-circuitados para a terra, conforme mostra visto na Figura 6.6.

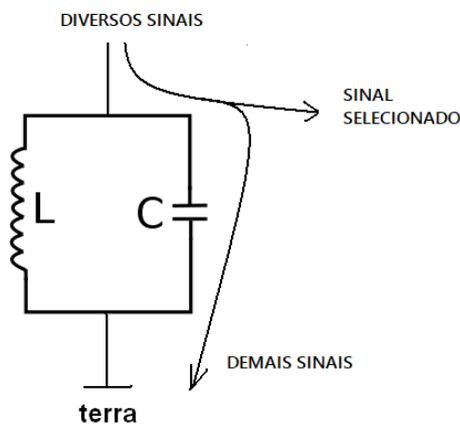


Figura 6.6: Circuito de sintonia de um receptor [9].

Também pode-se ter um circuito LC ressonante em série, como mostrado na figura a seguir. Esse circuito tem o comportamento inverso do comportamento que acabou de ser apresentado. Em sua frequência de ressonância ele apresenta uma impedância baixa e fora da frequência ele apresenta uma alta impedância, como mostrado na Figura 6.7.

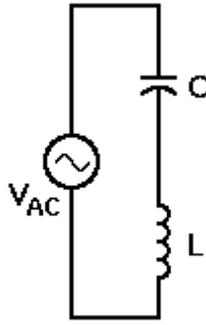


Figura 6.7: Circuito ressonante LC série [9].

Seletividade - Fator Q:

Quando são analisados os circuitos ressonantes ideais, eles apresentam uma única resposta a uma única frequência determinada, rejeitando as demais frequências. Porém, os componentes não são completamente ideais. Eles possuem resistências parasitas que fazem com que eles tenham curvas de respostas menos agudas, o que determina o fator de qualidade ou fator Q, que é a medida de seletividade do circuito. Assim, conforme mostra na Figura 6.8, um circuito com um fator de qualidade mais elevado, tem uma seletividade maior, responde melhor a uma determinada frequência e rejeitando as demais.

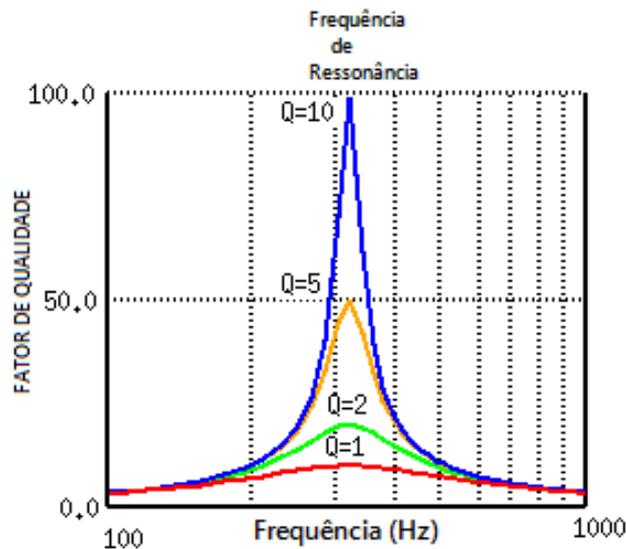


Figura 6.8: Resposta de um circuito de sintonia LC [9].

Mas, esse efeito é importante ter quando se trata de circuitos de telecomunicações. Pois, para que exista comunicação, modula-se um sinal; e para enviá-lo, é necessária uma largura de banda, que é uma faixa de frequência. Se o circuito tivesse uma seletividade máxima, não seria possível enviar uma mensagem ou um sinal, pois ele iria transmitir em apenas uma frequência específica e todo o resto seria perdido.

Todos os parâmetros relacionados a ressonância para circuitos RLC são apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Tabela de parâmetros de circuitos RLC.

	RLC - SÉRIE	RLC - PARALELO
FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA (ω_r)	$\sqrt{1/(LC)}$	$\sqrt{1/(LC)}$
FREQUÊNCIA MÁX. IMPEDÂNCIA (ω_{Zmax})	$\sqrt{1/(LC)}$	$\sqrt{1/(LC)}$
FATOR DE QUALIDADE (Q)	$((\omega_r L)/R) = 1/(\omega_r RC)$	$((R/\omega_r L)) = (\omega_r RC)$
LARGURA DE BANDA (LB)	R/L	$1/(RC)$

6.2 ANTENA SINTONIZADA VS. ANTENA NÃO SINTONIZADA

As antenas de indução são, por natureza, altamente indutivas. O momento magnético é proporcional à corrente na antena, mas a indutância significa que, para manter uma corrente pequena, pode ser necessária uma alta voltagem de acionamento. Além disso, as perdas de energia no acionador podem ser severas ao dirigir uma carga indutiva.

Por esta razão é usual sintonizar um *loop* de indução para ressonância com um capacitor em série quando, para uma boa aproximação, ele apresentar uma carga resistiva ao driver. Infelizmente, a antena pode ter um fator Q muito alto quando é sintonizada dessa maneira. Mesmo que a largura de banda seja alta o suficiente para a fala, certamente será muito baixa para qualquer sistema de banda larga que possamos conceber. Além disso, o fator Q alto pode causar uma grande tensão nos capacitores de sintonização, levando a uma dissipação indesejada de energia e distorção paramétrica.

6.3 CAPACITOR DE SINTONIZAÇÃO

O capacitor de sintonia é um item crucial, já que ele estará lidando com uma alta corrente e terá uma grande voltagem reativa através dele. Por essa razão, os rádios de indução convencionais com antenas sintonizadas e fisicamente pequenas nem sempre atendem aos padrões de segurança intrínsecos exigidos pelos sistemas de resgate de minas. O capacitor de sintonização pode se tornar a parte com "mais" perdas da antena, por isso é uma consideração importante.

Se pudermos representar a impedância complexa de um componente reativo como $R + jX$, então a fase da tensão relativa à corrente pode ser representada como δ , com

$$tg\delta = \frac{R}{X}. \quad (6.1)$$

A quantidade $tg(\delta)$ é conhecida como o *fator de dissipação* e é o recíproco do fator-Q. O ângulo δ é conhecido como o *ângulo de perda* e também podemos definir $sen\delta$ como o *fator de*

potência. É fácil mostrar em um circuito sintonizado que consiste de um indutor e um capacitor, ambos com resistências de perda, que o fator de dissipação global é simplesmente a soma dos dois fatores de dissipação individuais ou, em termos de Q ,

$$\frac{1}{Q_{total}} = \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_L}, \quad (6.2)$$

e a potência dissipada no indutor será

$$P_l = \frac{Q_{total}}{Q_l} = \frac{Q_C}{Q_{total}} \quad (6.3)$$

Os circuitos ressonantes basicamente operam de maneira que a impedância do circuito resultante seja puramente resistiva em uma frequência onde a reatância total é cancelada. As antenas radiantes possuem comportamento ressonante, pois possuem estrutura resistiva e reativa. Entretanto, antenas que operam longe de suas frequências ressonantes, como nas comunicações TTE, podem requerer o uso de reatores opostos (capacitor, no caso de antenas *loop*), para aumentar o ganho de transmissão e diminuir sua impedância de frequência de operação.

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 L f_r^2} \quad (6.4)$$

Para obter ressonância, é importante calcular a capacitância correspondente, que é dada por: onde C_r é a capacitância necessária para produzir um ganho máximo na frequência de ressonância f_r e L é a indutância da antena.

No caso das antenas *loop* devemos considerar os efeitos de capacitância parasita, devido a proximidade entre os fios do enrolamento. Com isso, a capacitância de ressonância deve ser ajustada levando em consideração a capacitância parasita.

6.4 O SISTEMA SEM RESSONÂNCIA

Para sistemas que não utilizam a ressonância, a corrente de entrada é exatamente a mesma da antena, como mostra a Figura 6.9, com isso não teremos função de transferência relacionada a antena transmissora.

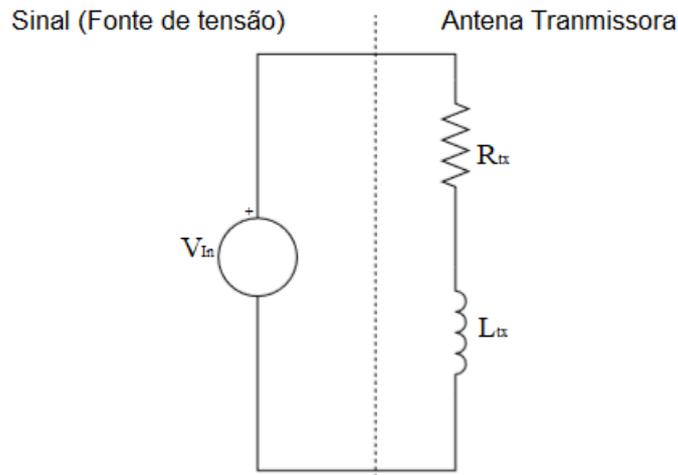


Figura 6.9: Circuito equivalente da antena transmissora sem ressonância.

Quando trabalhamos com a antena receptora sem ressonância, tem-se um circuito similar ao apresentado mostrado na figura 6.10, em que V_L é a tensão no resistor do voltímetro. A tensão induzida, V_I é praticamente igual à tensão sob o resistor R_L , pois considera-se que esta resistência é muito maior que a impedância da antena, $R_{Rx} + j\omega L_{Rx}$. Dessa forma, $V_L = V_I$, e a resposta em frequência total do sistema é igual a impedância de transferência do canal de propagação.

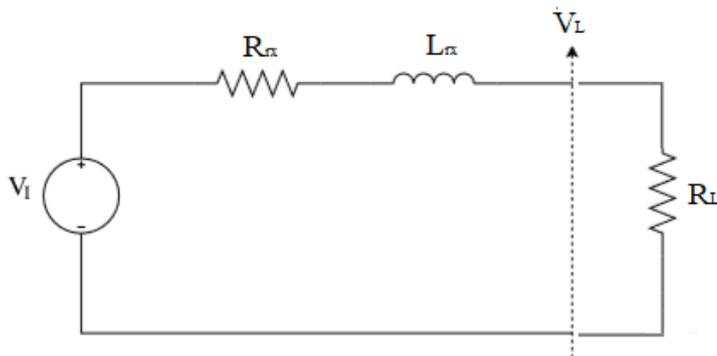


Figura 6.10: Circuito equivalente da antena receptora sem ressonância.

6.5 O SISTEMA COM RESSONÂNCIA

No sistema com ressonância é colocado um capacitor em série com a antena na transmissão, como pode ser visto na Figura 6.11 e na recepção coloca-se o capacitor em paralelo com a antena, como no diagrama da Figura 6.12.

Na Figura 6.11 temos o transmissor, em que nós controlamos a fonte de tensão e a corrente que passará pela antena é a mesma que a fonte consegue fornecer. Nessa configuração tanto a antena quanto o capacitor irão ter aproximadamente a mesma tensão, pois a resistência de perda da antena é relativamente pequena. Nessa configuração podemos representar a corrente como:

$$I_L = \frac{V_{In}(j\omega C_{Tx})}{(1 + (j\omega R_{Tx} C_{Tx}) - (\omega^2 L_{Tx} C_{Tx}))} \quad (6.5)$$

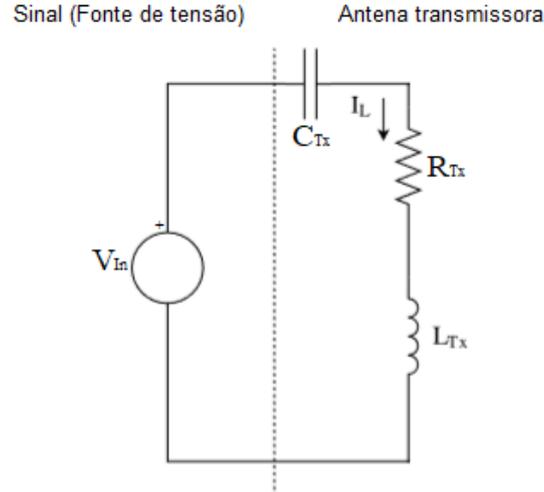


Figura 6.11: Circuito equivalente da antena transmissora com ressonância.

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

$$V_I = I_L \cdot Z_{canal} \quad (6.6)$$

em que Z_{canal} é a impedância de transferência do canal de propagação

E a tensão do sinal recebido, é a tensão V_L que está sob o resistor R_L . V_L é dada por:

$$V_L = \frac{V_I R_L}{R_L + R_{Rx} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx} R_{Rx} R_L) - \omega^2 L_{Rx} C_{Rx} R_L} \quad (6.7)$$

substituindo a equação 6.6 na equação 6.7:

$$V_L = \frac{I_L \cdot Z_{canal} \cdot R_L}{R_L + R_{Rx} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx} R_{Rx} R_L) - \omega^2 L_{Rx} C_{Rx} R_L} \quad (6.8)$$

substituindo a equação 6.5 na equação 6.8:

$$V_L = \frac{V_{In}(j\omega C_{Tx}) \cdot Z_{canal} \cdot R_L}{(1 + j\omega R_{Tx} C_{Tx} - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx}) R_L + R_{Rx} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx} R_{Rx} R_L) - \omega^2 L_{Rx} C_{Rx} R_L} \quad (6.9)$$

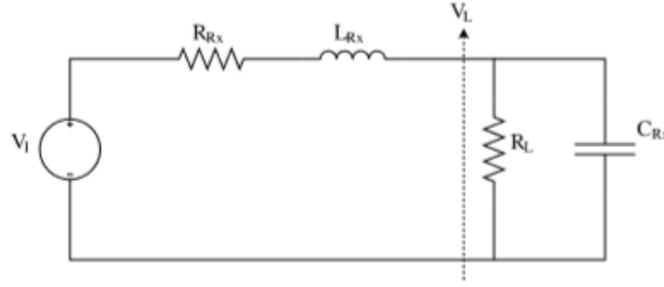


Figura 6.12: Circuito equivalente da antena receptora com ressonância.

A Equação 6.9 relaciona o sinal de entrada, com o sinal de saída do sistema, V_L . Com base na Equação 6.9, explicita-se a função de transferência do sistema com ressonância, mostrando as influências das antenas e do canal, na Equação 6.10:

$$F_{res} = \frac{V_L}{V_{In}} = \frac{(j\omega C_{Tx}) \cdot Z_{canal} \cdot R_L}{(1 + j\omega R_{Tx} C_{Tx} - \omega^2 L_{Tx} C_{Tx}) R_L + R_{Rx} + j\omega(L_{Rx} + C_{Rx} R_{Rx} R_L) - \omega^2 L_{Rx} C_{Rx} R_L} \quad (6.10)$$

6.6 AMORTECIMENTO

O uso de uma antena não sintonizada resulta em uma menor eficiência de transferência de energia, embora resulte em uma largura de banda maior, em comparação a antena sintonizada. Se desejássemos deliberadamente aumentar a largura de banda, poderíamos decidir construir uma antena menor, mas isso poderia levar a problemas de casamento entre as antenas. Com isso, o artifício do amortecimento, que é adicionar deliberadamente uma resistência em série ao circuito, é uma solução em casos que necessitam ter largura de banda considerável, mantendo o máximo de potência possível. Além disso, é claro, isso pode ajudar no casamento da antena com o Amplificador de potência.

Uma antena sintonizada pode ter uma largura de banda muito baixa para a fala. Suponha que aumentemos a resistência do circuito sintonizado em ζ vezes adicionando um resistor de amortecimento. Se $Q \gg 1$ e assim permanecer, então o fator-Q diminuirá em ζ vezes e indicará que a potência que podemos fornecer diminuirá em ζ vezes. Além disso, a carga está sendo dissipada na resistência adicional, assim como na antena, e a proporção na antena é $1/\zeta$ do total. O resultado é que a força de carga diminui em ζ^2 vezes e o momento magnético em ζ vezes. Podemos mostrar que o efeito geral é o mesmo que se a resistência adicional fosse obtida enrolando a antena com um fio mais fino.

O amortecimento aumenta a largura de banda e pode ajudar na correspondência, mas o efeito é o mesmo que reduzir a abertura específica e, portanto, não é desejável em alguns casos.

Esse artifício não costuma ser utilizado em antenas não sintonizadas, pois a largura de banda nesse caso costuma ser grande, não sendo necessário esse artifício.

6.7 DUPLA RESSONÂNCIA

Esses circuitos são geralmente compostos por um transformador e alguns capacitores e indutores extras e funcionam transferindo a energia inicialmente armazenada em um capacitor em um lado do transformador ou buffer para outro capacitor muito menor no outro lado do buffer ou transformador, através de um transiente linear composto (caso sem perdas sem efeito) de uma soma de várias formas de onda consenodais.

O caso de “ressonância dupla” é conhecido há muito tempo [46], [47] como a “bobina de Tesla” [48]. Neste caso, apenas dois capacitores e um transformador são usados, resultando em um sistema de quarta ordem com um transiente formado por dois modos oscilatórios. Com o sistema adequadamente projetado, após alguns ciclos toda a energia inicial em C1 é transferida para C2, e a tensão obtida é dada, por conservação de energia.

Para essa dissertação idealizou-se utilizar a dupla ressonância como uma forma de diminuir a parte reativa da antena, porém conseguindo uma maior banda, pois a utilização apenas do capacitor de ressonância estreita muito a banda impedindo que sejam enviados sinais de bandas maiores, como áudios, limitando a transmissão a mensagens e sinais de alerta.

A dupla ressonância é um artifício que pode ajudar nas comunicações TTE, pois ela é representada por 2 circuitos que são ressonantes, mas devido a presença do buffer ou transformador faz com que tenhamos 2 curvas de ressonância lado a lado, em que enquanto uma já passou de seu pico a outra está subindo para seu pico. Quando as curvas se somam acabam criando um patamar entre os 2 picos das ressonâncias distintas, fazendo com que tenhamos o ganho que a ressonância nos dá com uma banda ajustada de acordo com o projeto dos 2 circuitos ressonantes.

Para a síntese do projeto de dupla ressonância deve-se considerar alguns parâmetros fixos como: BW_{total} , que é a Largura de banda total desejada com o uso da dupla ressonância, $f_{central}$ que será a frequência central, L_a é a indutância da antena, R_a é a resistência total da antena, C_p é a capacitância parasita e L_1 será a indutância para o circuito 1.

Com isso temos:

$$sbBW = \frac{BW_{total}}{3}, \quad (6.11)$$

em que $sbBW$ é a banda escolhida de cada curva individual.

$$\Delta f = \frac{sbBW}{0,425}, \quad (6.12)$$

sabendo que $f_1 = f_{central} - \Delta f/2$ e $f_2 = f_{central} + \Delta f/2$

O cálculo da capacitância C_1 para ajustar o primeiro circuito dentro dos parâmetros desejados, é a utilização de f_1 e L_1 na fórmula 6.4 e o capacitor de ajuste é calculado como mostrado na seção 5.6.1

Com isso temos as resistências para ajustarmos os circuitos e encontramos a dupla ressonância da maneira que queremos:

$$R_{D1} = 2\pi L_1 \cdot sbBW - R_{fonte}, \quad (6.13)$$

$$R_{D2} = 2\pi L_a \cdot sbBW - R_a. \quad (6.14)$$

Conhecendo essas formulações é possível projetar da maneira que quisermos a dupla ressonância para atender nossas necessidades do projeto.

6.8 RESULTADOS

6.8.1 Ressonância

A Figura 6.13 mostra a resposta em frequência dos dois sistemas: com ressonância (a curva da direita) e sem ressonância (curva da esquerda) na prática, como que o sistema se comporta com a utilização de ressonância. Nesse caso, era apenas no transmissor e observa-se um ganho de aproximadamente 10 dB. O sistema com ressonância possui um elevado pico na frequência ótima, conferindo uma melhor razão sinal-ruído (SNR) na região próxima à frequência ótima, o que possibilita ter uma transmissão a uma maior distância. Em contrapartida, a SNR cai mais rapidamente após a frequência ótima no sistema com ressonância, o que na prática reduz a banda disponível, muitas vezes não possuindo banda disponível para um canal de voz.

6.8.2 Amortecimento

Para estudar o efeito do amortecimento no circuito, foi montado o circuito inicialmente com a antena quadrada como transmissora usando ressonância e a octogonal como receptor, com isso variamos a resistência de amortecimento para entendermos o efeito, como pode ser visto na curva da Figura 6.14.

Como podemos ver na Figura 6.14, a resistência de 10Ω tem uma largura de banda de aproximadamente 270 Hz , enquanto temos uma largura de banda para 1Ω é de 170 Hz .

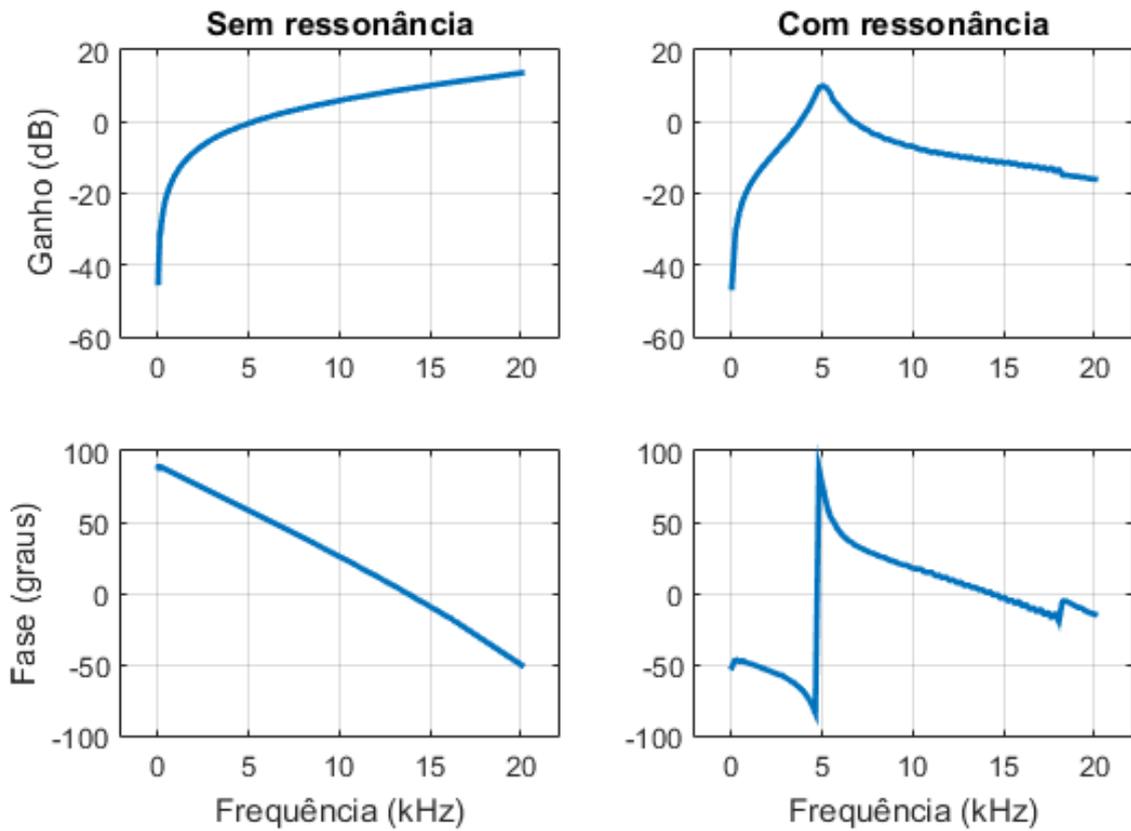


Figura 6.13: Comparação entre a função de transferência do canal com e sem ressonância

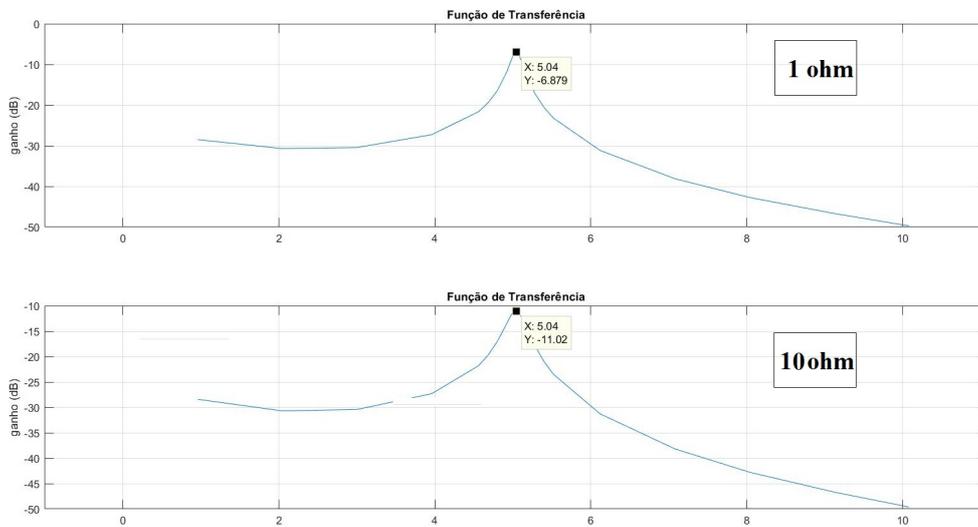


Figura 6.14: Comparação entre a função de transferência do canal com ressonância usando resistência de amortecimento de 1Ω e 10Ω

6.8.3 Dupla Ressonância

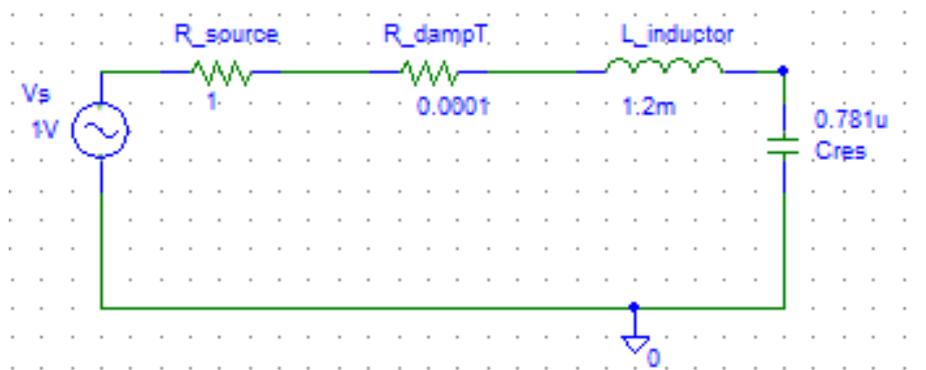


Figura 6.15: Primeiro circuito ressonante da dupla ressonância.

Foi realizada uma simulação usando os conceitos estudados e foram montados 2 circuitos complementares para a dupla ressonância, ligados por um buffer (produzido com um amplificador operacional).

O primeiro circuito é a fonte do sinal do circuito, ele possui sua frequência única de ressonância e pode-se ver seu esquemático na Figura 6.15. O segundo circuito, representado na Figura 6.16, também possui uma única frequência de ressonância, e a antena está complementar nesse circuito. A junção da ressonância dos 2 circuitos juntamente com a sua largura de banda, será a responsável pela formação da dupla ressonância, acoplados através do buffer.

Sabendo que V_s é a fonte do sinal, R_{loop} , C_{res3} e L_{loopT3} , R_{source} é a resistência interna do amplificador de potência, C_{res} é a capacitância de ressonância do primeiro circuito e C_{18} é a capacitância de ajuste para a frequência desejada. Os outros componentes são apenas para fins de simulação.

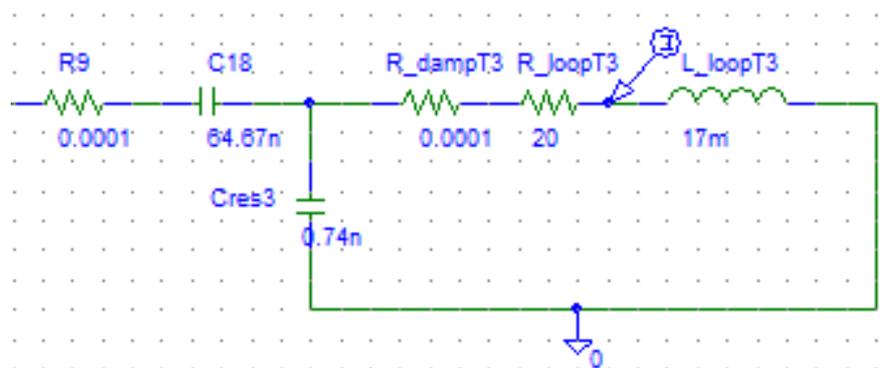


Figura 6.16: Segundo circuito ressonante da dupla ressonância, com a antena acoplada.

O circuito completo da dupla ressonância, com a antena acoplada ao circuito, está representado na Figura 6.17.

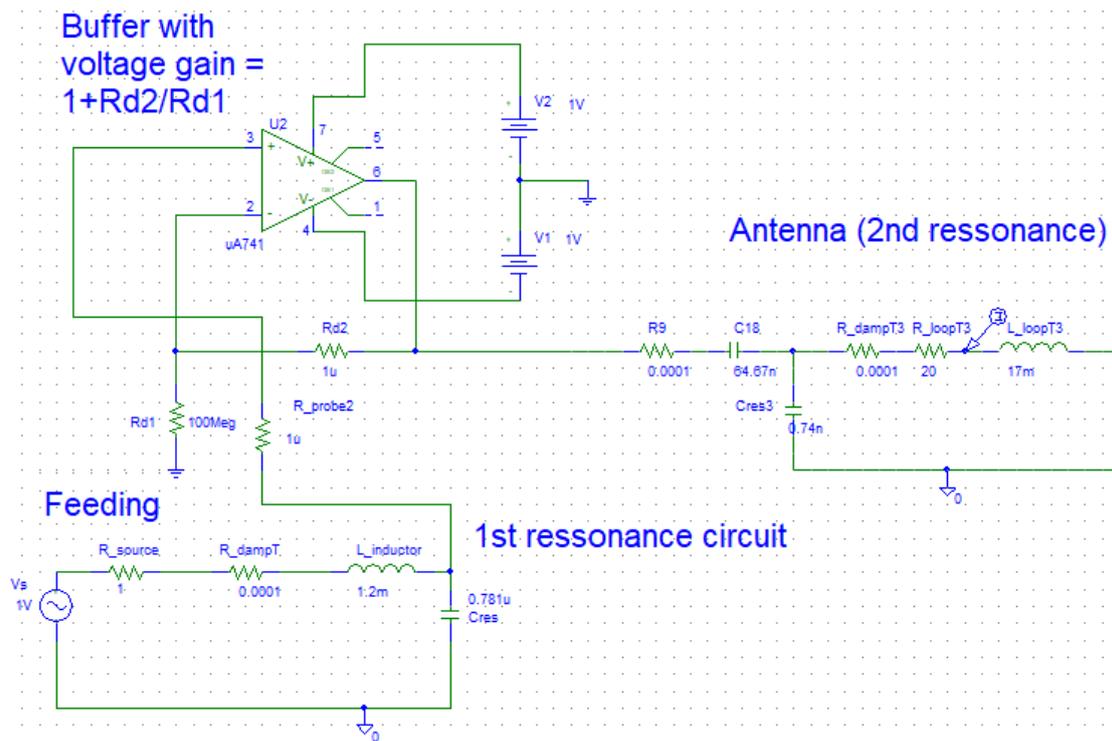


Figura 6.17: Circuito completo com dupla ressonância com o uso da antena acoplada.

Utilizando o PSpice para simular o circuito que foi projetado, podemos observar o resultado teórico e entender o que deve-se esperar quando for feito o teste experimental. Com ajuda da simulação observou-se que a teoria estava correta e obtivemos uma curva com uma maior largura de banda que pode ser utilizada para a comunicação TTE, como podemos observar na Figura 6.18.

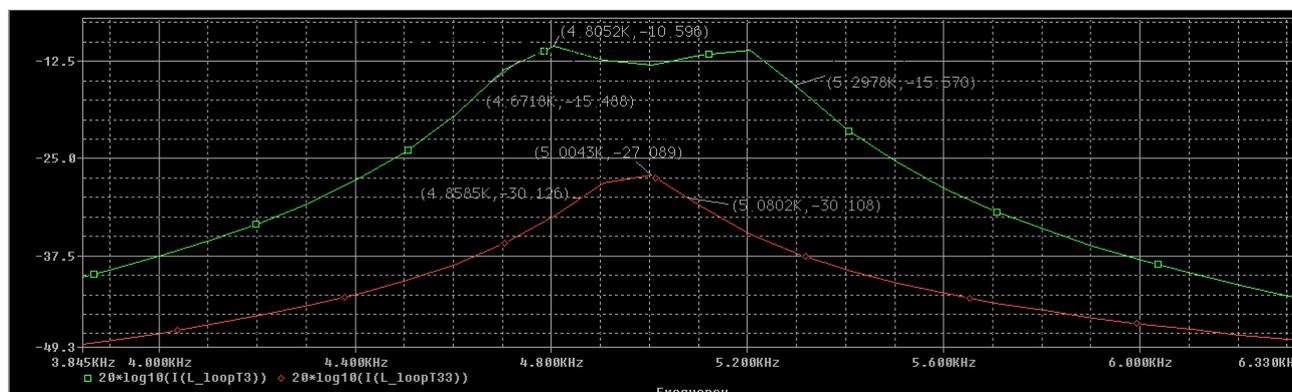


Figura 6.18: Circuito completo com dupla ressonância com o uso da antena acoplada.

Como resultado obtivemos uma largura de banda de 626 Hz, com isso observa-se um grande ganho em banda e continua-se tendo um bom ganho de potência.

6.9 CONCLUSÃO

Devido as grandes perdas associadas a comunicação magnética é necessário que tenha-se o melhor aproveitamento da potência do amplificador para a comunicação. Com isso, a não utilização da ressonância faz com que tenhamos parte da energia sendo gasta com a parte reativa da antena (não é desejável para a comunicação). Para maior eficiência, a maior parcela da energia deve estar na parte resistiva da antena. A ressonância anula essa parte reativa em uma determinada frequência, fazendo que com a antena seja puramente resistiva, otimizando os gastos energéticos para a transmissão.

A utilização de ressonância faz com que em uma frequência específica tenhamos a antena puramente resistiva, porém as frequências que estão próximas a ressonância possuem uma parcela reativa, com isso temos um estreitamento da banda passante, podendo estrangular ao ponto de não possuímos banda suficiente para o envio de mensagens de voz e sim apenas texto ou até mesmo só alertas. Desse modo, a utilização da ressonância ou do resistor de amortecimento depende da sua aplicação e quais são as características e condições do local onde a comunicação é necessária.

Em alguns casos a ressonância é vital, principalmente em maiores distâncias. Lembrando que a cada vez que dobrarmos a distância, necessitaremos de um aumento de 64 vezes na potência do transmissor. Deve-se, portanto, aproveitar de todos artifícios possíveis para ganhar potência e garantir uma comunicação estável.

Nossos testes de comunicação digital, que iremos falar na seção 8, só foram possíveis por conta da utilização do capacitor de ressonância, sem eles não teríamos potência suficiente para manter o canal de comunicação.

Em contra partida, a ressonância restringe a largura de banda, em muitos casos impossibilitando enviar dados que necessitem de uma maior banda, como áudios ou vídeos, que em alguns casos são desejados. A resistência de amortecimento é um forte artifício para aumentar a largura de banda, ela funciona como uma forma de compensação, diminuindo o ganho que o capacitor dá no circuito. Esse artifício funciona bem quando estivermos em uma situação que não necessita de tanta potência, ou seja, podemos sacrificar parte da potência para uma maior banda.

O artifício da dupla ressonância é uma alternativa ao resistor de amortecimento por também se tratar de uma técnica para aumentar a largura de banda. Porém, sua utilização pode ser projetada para atender a necessidade e, diante disso, não temos grande diminuição de potência como temos na resistência de amortecimento; pelo contrário, temos uma menor perda associada. Isso faz com que se torne um forte aliado à comunicação TTE, que busca conseguir enviar dados maiores. Em muitos casos, é necessária a utilização do máximo de potência para garantir uma qualidade na comunicação, já que costuma-se aplicar essa comunicação em locais hostis e de difícil acesso.

7 RUÍDO EM SISTEMAS TTE

Para conseguirmos obter um bom resultado em nossos testes é de grande importância entendermos a parcela do ruído na comunicação e como ele influencia nos resultados, assim como sua relação para cada projeto das antenas. Podemos classificar as fontes de ruído externas como a) atmosféricas, em grande parte devido a tempestades elétricas em todo o mundo; b) galáctica, que não é significativa nas frequências que consideraremos; e c) interferência artificial (antrópico).

7.1 RUÍDOS NAS FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO

7.1.1 Ruído Atmosférico

Os ruídos atmosféricos estão relacionados a forças da natureza. Eles costumam se propagar pela superfície da terra e são originárias de descargas elétricas. Como a comunicação TTE utiliza a Terra como meio de propagação, ela é altamente afetada pelos ruídos atmosféricos. É importante saber a configuração que garante o menor ruído, ou seja, menos afetada pelo ruído. Por exemplo, o enlace de descida é menos sensível ao ruído do que no enlace de subida, devido à grande atenuação do ruído através da terra. Esta característica de propagação do ruído atmosférico causa polarizações favoráveis no campo.

A propagação ao longo da superfície atenua mais rapidamente a componente horizontal do campo elétrico, devido as correntes parasitas induzidas no solo condutivo, e por consequência, ocorre uma maior atenuação da componente vertical do campo magnético (49). A maior atenuação do campo magnético vertical contribui na escolha de posicionamento da antena *loop* receptora paralelamente sob o solo, lembrando que apenas o campo ortogonal ao plano da antena é percebido no receptor.

O modelamento em que o ruído atmosférico é a combinação de impulsos, que estão ligados a direção de chegada do ruído, e as particularidades dos locais do solo como sua inclinação, é a interpretação de Raab em [29]. Field em [50] apresentou um modelo da distribuição de probabilidade de amplitude do ruído, desenvolvida pela soma de uma componente impulsivo e outro gaussiana. Esta modela descargas atmosféricas distantes ao receptor, provenientes de todo o globo e outras fontes de emissão eletromagnética, como equipamentos elétricos, a impulsiva é formada por descargas atmosféricas mais próximas (ou menos distantes), a até milhares de quilômetros de distância.

Em teoria, o ruído atmosférico é considerado o principal contribuinte no piso de ruído percebido no receptor, e deve-se avaliar em função da temperatura de ruído.

O ruído externo é a junção do ruído atmosférico e o harmônico. Assim como o ruído interno

é a união do ruído do amplificador e ADC na placa de aquisição de dados. Considerando esses ruídos, é possível medir e avaliar a sua contribuição à temperatura de ruído atmosférico.

Gibson em [7] traz um modelo da razão entre as temperaturas de ruído atmosférico e térmico, $F_a = 10 \log (T_a/T_0)$.

$$F_a = PSD_a - 20 \log (N_R S_R) - 40 \log (f) + 492, \quad (7.1)$$

em que a PSD_a corresponde à densidade espectral de potência do ruído atmosférico, em $\text{dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$, estimado a partir de medidas de tensão.

7.1.2 Ruído Antrópico

Entre as fontes de ruído produzidas pelo homem, são componentes harmônicos provenientes dos sistemas de energia elétrica em sua grande maioria. Esses harmônicos são irradiados através de campos magnéticos e elétricos de máquinas elétricas e linhas de transmissão elétrica. Diferentemente do ruído atmosférico, que tem seu ruído dominante entre 10 kHz e 30 kHz , os harmônicos geralmente estão em frequências até 1 kHz . Este ruído pode ser observado até a alguns quilômetros de distância de uma linha de transmissão, dependendo de sua tensão (dezenas a centenas de kV). Além disso, o ruído pode estar presente dentro das instalações físicas, devido, sobretudo, aos aparelhos eletrônicos ligados. Componentes impulsiva, gaussiana e harmônica de 60 Hz podem ser medidas por antenas magnéticas e elétricas nas frequências até VLF em ambientes internos [51].

Foram propostas algumas técnicas para a estimação e mitigação do ruído harmônico. Entre elas, destaca-se [52], que estima os valores de amplitude e fase de cada harmônico continuamente com a ajuda de algoritmo LMS (do inglês Least Mean Squares). Neves em [53] apresenta um simulador de comunicação utilizando modelos de canal TTE, ruído atmosférico, e estimação e mitigação de harmônicos da rede elétrica. Diferentemente de [53], o trabalho aqui proposto baseia-se em medidas reais de ruído, considerando diferentes condições de interferência, trazendo, portanto, maior realismo de desempenho.

7.2 CONFIGURAÇÕES DE ANTENAS, EQUIPAMENTOS E CAMPANHA DE MEDIDAS

A antena utilizada para os testes de ruído foi a primeira antena quadrada, a antena receptora que foi descrita na Seção 5.8.1.1. Conhecer as informações da antena é importante para definir a quantidade de potência dissipada, a impedância de entrada no receptor, qual o limite de frequência da operação e poder otimizar a operação. A Figura 7.1 ilustra o esquema de recepção utilizado para caracterização do ruído.

A montagem realizada foi a conexão direta à placa de aquisições da National Instruments,

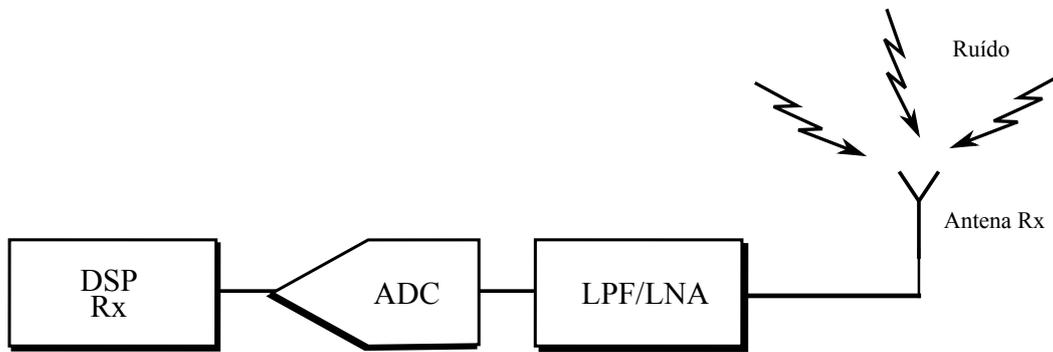


Figura 7.1: Diagrama de blocos do sistema de recepção utilizado para as medições [10].

NI USB-6341, em que amplifica o sinal e filtra antes do conversor analógico digital, em que está programado para amostrar o ruído a uma taxa de 500 mil amostras por segundo. Nossa banda está entre 0 a 10 kHz , com isso nossa faixa de interesse está dentro desse range, levando-nos a reprocessar o sinal com filtros e subamostragem. Quando somado ao sinal simulado para análise de desempenho do canal TTE, a demodulação é feita sem canais ortogonais, visto que o sinal transmitido (simulado) é BPSK. Sendo assim, as análises de distribuição da envoltória do ruído consideram simplesmente seu módulo normalizado por seu desvio padrão, para fins de comparação entre as diferentes medidas e o canal AWGN.

Os testes de campo foram na cidade de Brasília em épocas diferentes, devido ao clima atípico da cidade, as expedições ocorreram entre os meses de outubro de 2017 e março de 2018, período considerado como de grande incidência de chuvas na região central do Brasil.

As medidas de campo realizadas aconteceram:

- Restaurante Universitário (RU)
- Centro Olímpico da UnB (CO)
- Núcleo Rural Olhos D'água (NR)

O Restaurante Universitário fica no centro da Universidade de Brasília (UnB) e o Centro Olímpico fica mais distante, próximo ao lago Paranoá. Apenas o Núcleo Rural que fica distante da UnB, em uma região semi-rural.

Utilizamos a antena deitada para fazer as medidas, com isso medimos a componente vertical do campo magnético. Para uma melhor compreensão dos locais que foram feitos os testes, a Figura 7.2 ilustra suas localidades na cidade.

Foram escolhidas as medidas mais representativas nos três locais, ou seja, aquelas cuja moda representava melhor os dados de ruído; levando em consideração as condições locais de terreno e interferência eletromagnética. Além disso, a curvatura da área pode influenciar na percepção da componente horizontal do campo magnético, o que não é desejado, mas comumente observado (54).



Figura 7.2: Mapa dos locais onde foram feitas as medidas de ruído

No ambiente em que foram realizadas as medidas no Restaurante Universitário (RU), destacam-se a inclinação do solo no local e a grande concentração de máquinas térmicas, como caldeiras e geradores, todos a menos de 10 metros da antena, e os maquinários da cozinha industrial do restaurante, assim como elevadores. De acordo com a literatura [7], esses equipamentos são fortes fontes de emissões eletromagnética, com isso espera-se um ruído de fundo mais intenso detectado.

No Centro Olímpico (CO), tem-se um terreno relativamente plano e sem presença de máquinas por perto. No entanto, há uma linha de transmissão de 138 kV passando a algumas centenas de metros do local, gerando aumento na incidência de interferência harmônica da rede elétrica.

A escolha do Núcleo Rural Olhos D'água (NR) foi feita devido a distância que ele se encontra das linhas de transmissão e de possíveis máquinas, com isso o esperado era que as medidas tivessem um certo isolamento das atividades humanas, entretanto outra linha de transmissão de 138 kV se encontrava a menos de 1 km do local de medição. No mesmo local foi observado um grande declive do terreno. Também foram medidas outras polarizações além da vertical, ao posicionar a antena perpendicularmente nas direções Norte-Sul e Leste-Oeste. Como referência, o ponto da linha de transmissão de 138 kV mais próximo da posição de medida se localizava a um ângulo de -31° em relação ao Norte, fazendo com que, em teoria, haja uma contribuição maior ao campo magnético horizontal na antena na direção Norte-Sul do que na direção Leste-Oeste.

7.3 SIMULADOR BASEADO EM MEDIDAS

Para a simulação, a modulação utilizada foi a BPSK (Binary Phase Shift Keying) e um pulso de raiz de cosseno levantado (RCOS) com fator de *roll-off* de 0,5. Para um melhor entendimento foram realizados testes em dois cenários diferentes. Inicialmente foi considerada a transmissão de um sinal modulado com frequência da portadora $f_c = 5 \text{ kHz}$, largura de banda de 3 kHz e taxa de bits de 2 kbauds. No segundo cenário, utilizamos a mesma frequência da portadora, do primeiro teste, para a transmissão do sinal, porém com uma largura de banda de 9.6 kHz e taxa de 6.4 kbauds.

A frequência ótima do canal TTE é fixada para ser igual a f_c , pelo qual foi necessário considerar uma condutividade elétrica de 0,01 S/m, permeabilidade magnética de $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$, e o *loop* transmissor a 200 metros de profundidade coaxialmente alinhado com a antena receptora na superfície. Na prática, usualmente a frequência ótima é estimada primeiro, para depois se definir a frequência da portadora a ser utilizada. Nenhuma técnica de estimação do canal e equalização é utilizada, nem de codificação de canal para redução de erro de bits. Este trabalho deseja ver o efeito da degradação do desempenho de comunicação na presença do canal banda passante TTE e do ruído medido, em relação a um canal AWGN. Os códigos desenvolvidos também são utilizados para o sistema de transmissão e recepção usado em ambiente TTE real, sendo que resultados de medição foram publicados em [11].

O ruído para cada experimento da medição da taxa de erro binária foi normalizado para que todos possuíssem a mesma potência equivalente, integrada na banda passante do filtro raiz de cosseno levantado. Desta forma, a comparação de desempenhos para diferentes medidas de ruído não dependeu do valor absoluto da potência de ruído, e sim de sua distribuição. O mesmo ocorre para a medida da PDF do ruído para as diferentes fontes, sendo este também filtrado pelo filtro raiz de cosseno levantado em banda passante, e sua potência normalizada.

7.4 RESULTADOS

A Figura 7.3 apresenta a densidade espectral de potência (DEP) do ruído medido no Núcleo Rural (NR), posicionando a antena em três direções ortogonais com o intuito de captar todas as componentes do campo magnético (vertical, horizontal N-S e horizontal L-O), apenas entre as frequências 3,5 a 6,5 kHz. Considera-se que o ruído atmosférico seja dominante em relação ao piso do ruído observado em cada curva. Verifica-se um inesperado valor maior de DEP do piso do ruído da componente vertical do vetor campo magnético quando comparado com a componente horizontal. Isso pode ser devido à inclinação do terreno nas redondezas do local de medida, podendo ocasionar a falta de referência confiável para se afirmar se o vetor de campo é perpendicular ao solo ou não. Quanto às harmônicas de potência elétrica, observam-se maiores valores para a componente horizontal N-S. Como mencionado anteriormente, uma linha de transmissão de 138 kV tangenciava o local de medidas em algumas centenas de metros, a um ângulo de -31°

da direção N-S, o que explica seu maior ganho nesta componente.

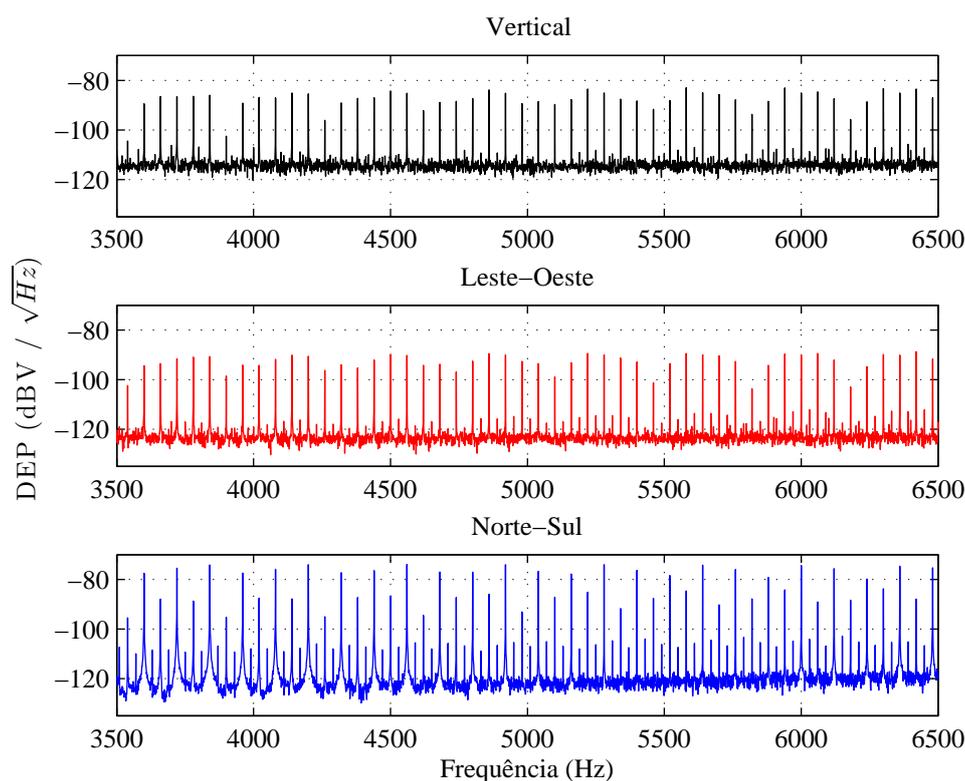


Figura 7.3: Densidade espectral de potência do ruído medida referente a três componentes ortogonais do vetor campo magnético [10].

A Figura 7.4 apresenta a comparação do ruído medido referente ao vetor vertical do campo magnético para os locais Restaurante Universitário (RU), Centro Olímpico (CO) e Núcleo Rural (NR), numa banda de 3 kHz em torno de 5 kHz . Observam-se maiores níveis de ruído harmônico em NR, apesar de menores níveis de piso de ruído. Especialmente em RU, o piso de ruído é bastante forte, e é provável que o ruído atmosférico não seja dominante, mas sim aqueles gerados pelo maquinário a alguns metros da antena. O ruído harmônico é praticamente sobreposto pelo ruído de fundo, ao menos na faixa destacada. Apesar de não ser mostrado na figura, as componentes harmônicas voltam a ser importantes abaixo de 1 kHz . Quanto aos valores de ruído observados em CO para a mesma faixa de frequência, aparenta-se inicialmente um comportamento parecido com o do RU, com um piso de ruído forte dominante sobre os harmônicos. Mesmo sem percebermos no espectro, veremos nos resultados seguintes um comportamento mais impulsivo do ruído em relação às medidas em RU, mesmo que ainda moderada, oriunda dos harmônicos e/ou de ruído atmosférico impulsivo. Lembremos da existência de linha de transmissão de energia de 138 kV nas redondezas do CO.

As Figuras 7.5 e 7.6 apresentam as distribuições de probabilidade do módulo do ruído nos locais NR, CO e RU para as larguras de banda do sinal 3 kHz e $9,6\text{ kHz}$ filtrados pelo filtro raiz de cosseno levantado em banda passante. Foi incluída a distribuição do ruído branco gaussiano

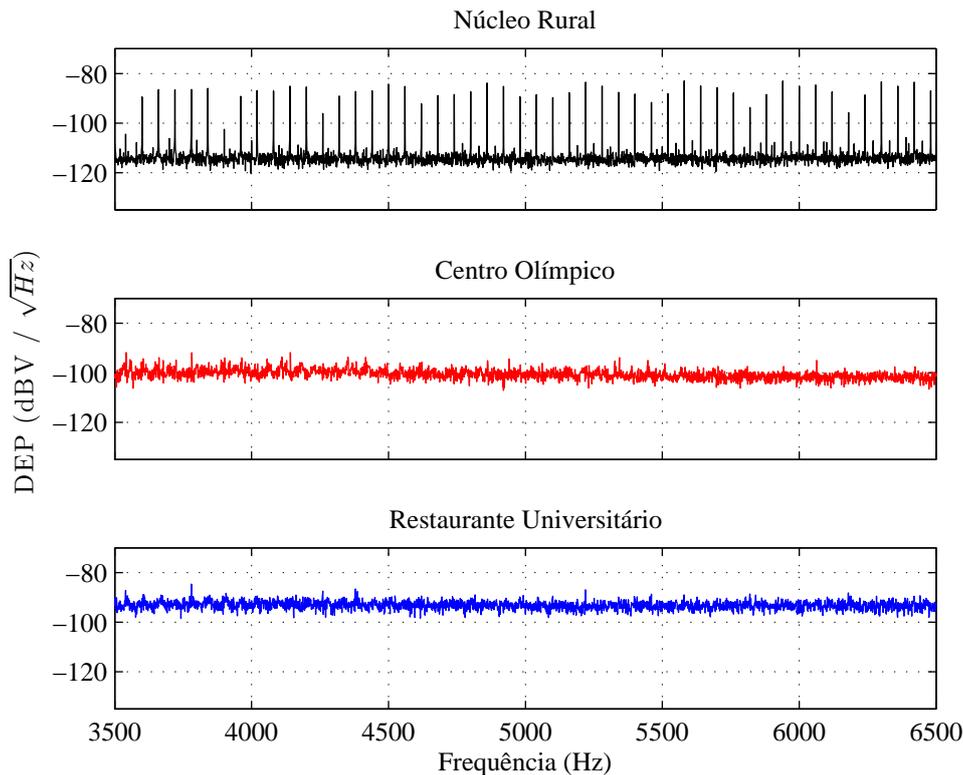


Figura 7.4: Densidade espectral de potência do ruído medida referente ao campo magnético vertical em NR, CO e RU [10].

com média zero e variância um para efeito de comparação. Levando em consideração que o ruído é do tipo AWGN, mas o gráfico sendo o módulo do Gaussiano. As PDFs foram calculadas com auxílio do histograma, que foi confeccionado com uma grande quantidade. O fitting sobre o histograma possibilitou a obtenção das curvas das PDFs.

Pouca diferença se nota, em termos de distribuição, para 3 kHz ou $9,6\text{ kHz}$ de banda para qualquer cenário. Essa indiferença na largura de banda também é observada na Figura 7.7, em que a qualidade de transmissão é aferida pela medida da taxa de erro binária (BER) em função da energia por bit por densidade espectral de potência do ruído (E_b/N_0). Podemos destacar o fato de que os fortes harmônicos de frequência até 1 kHz são excluídos do sinal de largura de banda de 3 kHz , enquanto que estes não são excluídos no sinal de largura de banda de $9,6\text{ kHz}$. Do mesmo jeito, destaca-se o fato de que a largura de banda do canal é bastante larga para médias e grandes profundidades, chegando a 11 kHz (não simétrico) na configuração testada, trazendo pouca distorção linear. Quanto aos fortes harmônicos até 1 kHz , o fato de ocuparem uma faixa marginal e estreita do espectro do sinal pode responder pela pouca influência da largura de banda na qualidade de comunicação. Para fins de comparação entre os diferentes cenários, o ruído em cada caso é normalizado de forma a obter em todos a mesma potência, com uma DEP média na frequência equivalente à do ruído AWGN. Desta forma, podemos comparar o desempenho entre todos os cenários em relação a um E_b/N_0 equivalente como se todos se submetessem a um canal

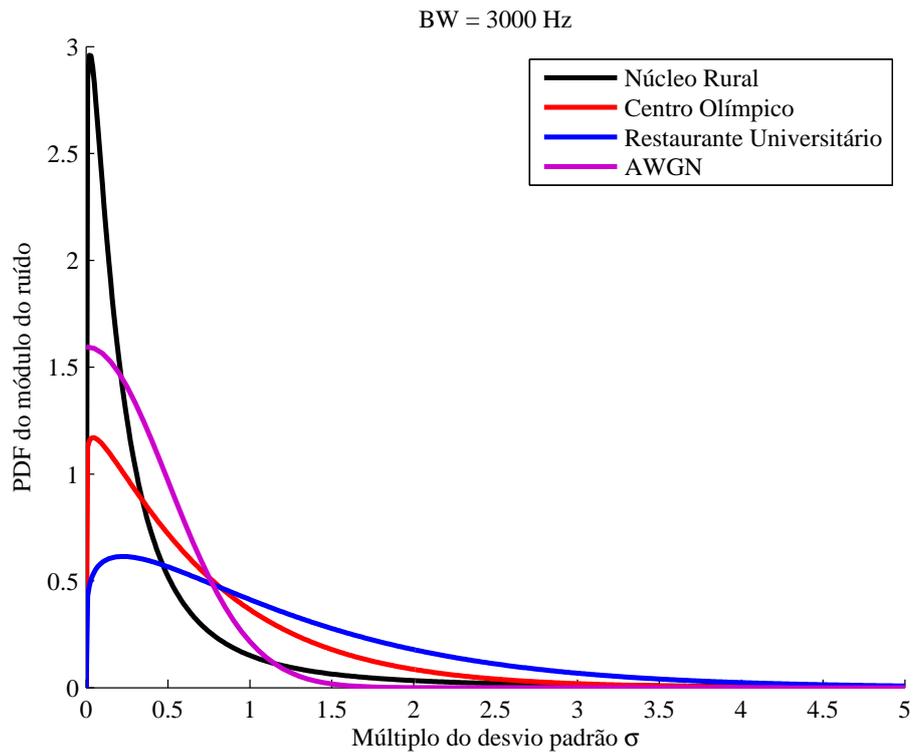


Figura 7.5: Função densidade de probabilidade do ruído medida para 3 kHz em NR, CO e RU [10].

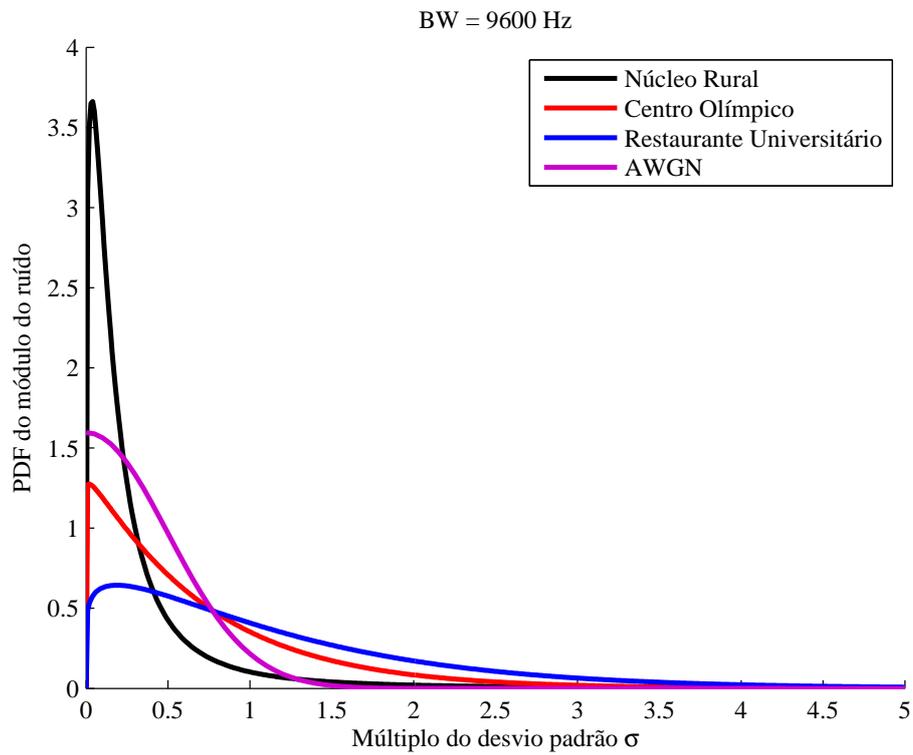


Figura 7.6: Função densidade de probabilidade do ruído medida para 9 kHz em NR, CO e RU [10].

AWGN.

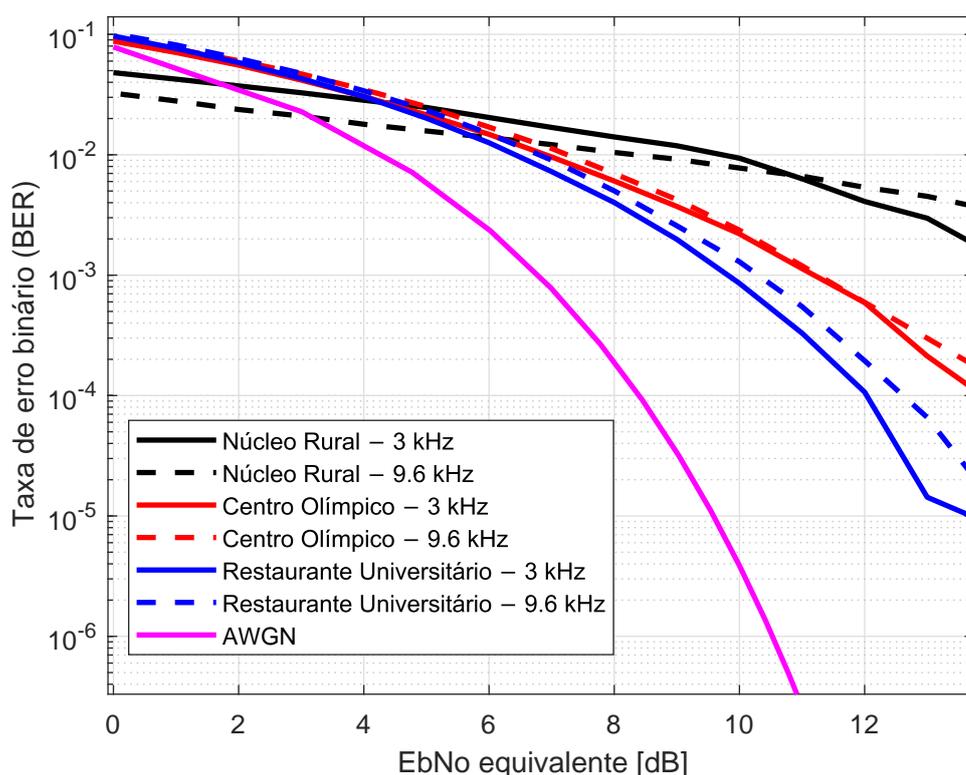


Figura 7.7: Comparação das BER em NR, CO e RU para as bandas de 3 kHz e 9,6 kHz [10].

Observa-se uma forte conexão entre a distribuição do ruído nas Figuras 7.5 e 7.6 e a degradação da qualidade da transmissão na Fig. 7.7. Quanto mais dispersivo o valor do ruído, como em RU, mais eficiente é a transmissão, se aproximando do comportamento AWGN. O pior resultado para NR aponta para uma grande concentração de valores de ruído. Neste caso, provavelmente devido à grande concentração de harmônicos da rede elétrica que geraram pulsos periódicos de baixo valor de pico.

Em CO, é interessante observar que, apesar de apresentar distribuição mais parecida com a do ruído AWGN, seu desempenho em BER foi inferior ao de RU, que possui distribuição mais dispersa do ruído. Apesar de coberto pelo ruído de fundo, as componentes harmônicas da rede elétrica estão presentes em maior proporção do que em RU, contribuindo para a degradação maior da BER, visto a proximidade de uma linha de transmissão de 138 kV ao Centro Olímpico.

7.4.1 Medidas de ruído para o teste de comunicação TTE

Para entender o ruído no local das medidas de comunicação TTE, que será apresentado na seção 8, foi feita uma caracterização individualizada antes de fazer os testes, para que fosse possível entender o efeito do ruído local nas medições. O enlace de comunicação TTE desenvolvido foi feito nas imediações do Restaurante Universitário (RU) da Universidade de Brasília (UnB)

A Figura 7.8 apresenta a densidade espectral de potência do ruído interno e externo com e sem circuito ressonante na antena receptora. Ignorando o circuito ressonante e os componentes harmônicos, o componente de ruído atmosférico no ruído externo é mais de 10 dB mais forte que o ruído interno, o que é esperado para frequências muito baixas. Os fortes componentes harmônicos podem ser explicados pela presença de um gerador de energia a diesel e caldeiras industriais a vapor próximas ao local de medição.

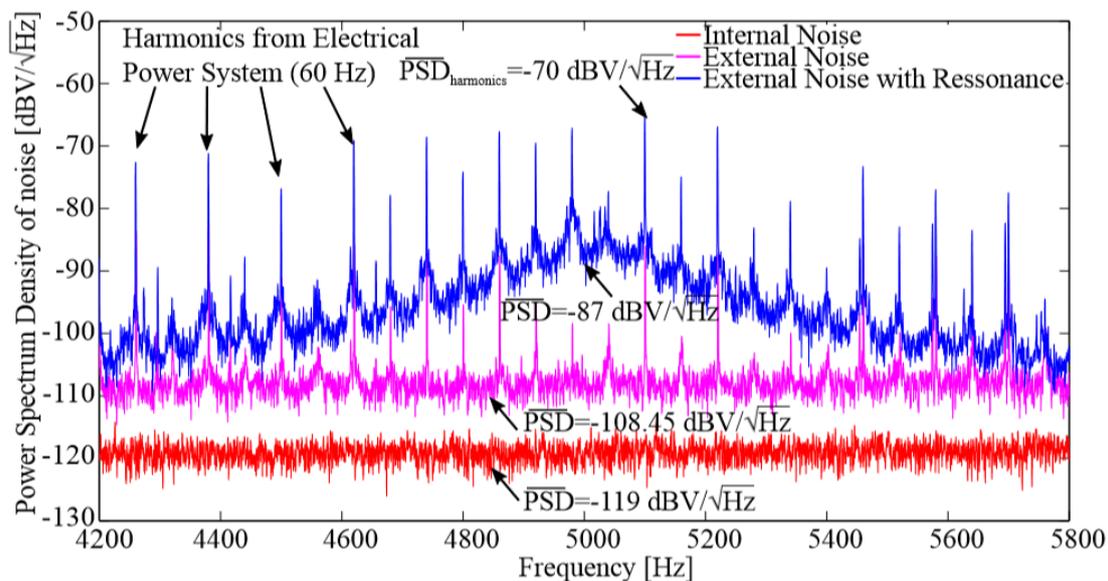


Figura 7.8: Comparação das BER em NR, CO e RU para as bandas de 3 kHz e 9,6 kHz [11].

A correspondência entre os receptores em um transmissor apresenta níveis mais altos de ruído com densidade média de espectro de potência (PSD) de aproximadamente $-70 \text{ dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para alguns harmônicos e $-87 \text{ dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para o ruído de fundo em 5 kHz. Essa amplificação de ruído pode desencorajar o uso do circuito de sintonização no receptor, mas o uso de antena não sintonizada causa uma fonte indutiva de alta impedância ao amplificador do receptor, o que pode levar a uma alta tensão de ruído se o receptor tiver um viés de entrada significativo atual. Em outras palavras, o ruído interno poderia tornar-se não tão irrelevante quanto apresentado na Figura 7.8

Observando a curva do meio e PSD para 5 kHz podemos calcular a temperatura do ruído atmosférico acima do ruído térmico usando a Equação 7.1. O resultado obtido de 198 dB está de acordo com a literatura.

8 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS

O diagrama representado na Figura 8.1 resume o sistema de comunicação, seja para sondagem de canal ou para transmissão de sinal digital na plataforma baseada em SDR. Ambos os papéis de fonte e sistema de carga/aquisição são executados por duas placas independentes da National Instruments NI-USB6341, e todo o processo de modulação/demodulação e processamento de sinais são realizados em tempo real com a ajuda de um (ou dois) computadores.

As medições foram realizadas em um túnel subterrâneo que liga o restaurante estudantil da Universidade de Brasília (RU/UNB) ao seu local de caldeiras a vapor. O meio é composto de camadas de ar (250 cm), concreto (20 cm), solo (165 cm formado de terra e pedras) e asfalto (15 cm). Foi realizada uma comparação entre esses dados e as curvas teóricas de propagação em meio não-condutor (ar) a 1 m e 4,5 m em uma zona de campo quasi-estática. Além disso, foi comparado com uma medição de referência realizada a uma distância de 1 m no ar. A direção da transmissão é da superfície ao subsolo.



Figura 8.1: Cenário para comunicação TTE. Representação do meio ambiente entre túnel subterrâneo e estacionamento na RU/UNB [11].

8.1 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE PROPAGAÇÃO

Para caracterizar o canal de propagação, é utilizado o método de frequência, em que os N sinais tonais varrem a banda desejada. A divisão complexa entre os espectros de sinais recebidos e transmitidos nos permite estimar a função de transferência de canais. Para reduzir os efeitos de interferência por lóbulos secundários de tons consecutivos, o janelamento de Hanning é empregado no domínio do tempo.

8.1.1 Canal TTE

A transimpedância do canal é dado por :

$$Z(f) = \frac{V_{Rx}(f)}{I_{Tx}(f)} = G_{ATx} G_{ARx} H_{ARx}(f) H_{channel}(f, d) \quad (8.1)$$

Em que G_{ATx} é o ganho da antena transmissora, o G_{ARx} é o ganho da antena receptora, H_{ARx} é a função de transferência da antena receptora e $H_{channel}$ é a função de transferência do canal.

em que:

$$G_{ATx} = N_{Tx} S_{Tx} \quad \& \quad G_{ARx} = N_{Rx} S_{Rx} \quad (8.2)$$

A transimpedância normalizada nos da a função de transferência

$$T(f, d) = \frac{Z(f)}{G_{ATx} G_{ARx}} = H_{ARx}(f) L_{channel}(f, d) \quad (8.3)$$

E a perda de propagação é dado por:

$$L_{channel}(f, d) = \frac{Field(f, d)}{m_d(f)} = T(f, d) / H_{ARx} \quad (8.4)$$

Os testes realizados na seção 8.1.2 foram realizados para medir as perdas de propagação, com isso é possível ver na Figura 8.2

O fator de atenuação do solo é dado por:

$$Q(f, d) = 2\pi d^3 L_{channel}(f, d) \quad (8.5)$$

8.1.2 VNA

O VNA (Vector Network Analyzer) ou analisador de rede vetorial é utilizado para testar as especificações dos componentes e verificar as simulações de projeto para garantir que os sistemas

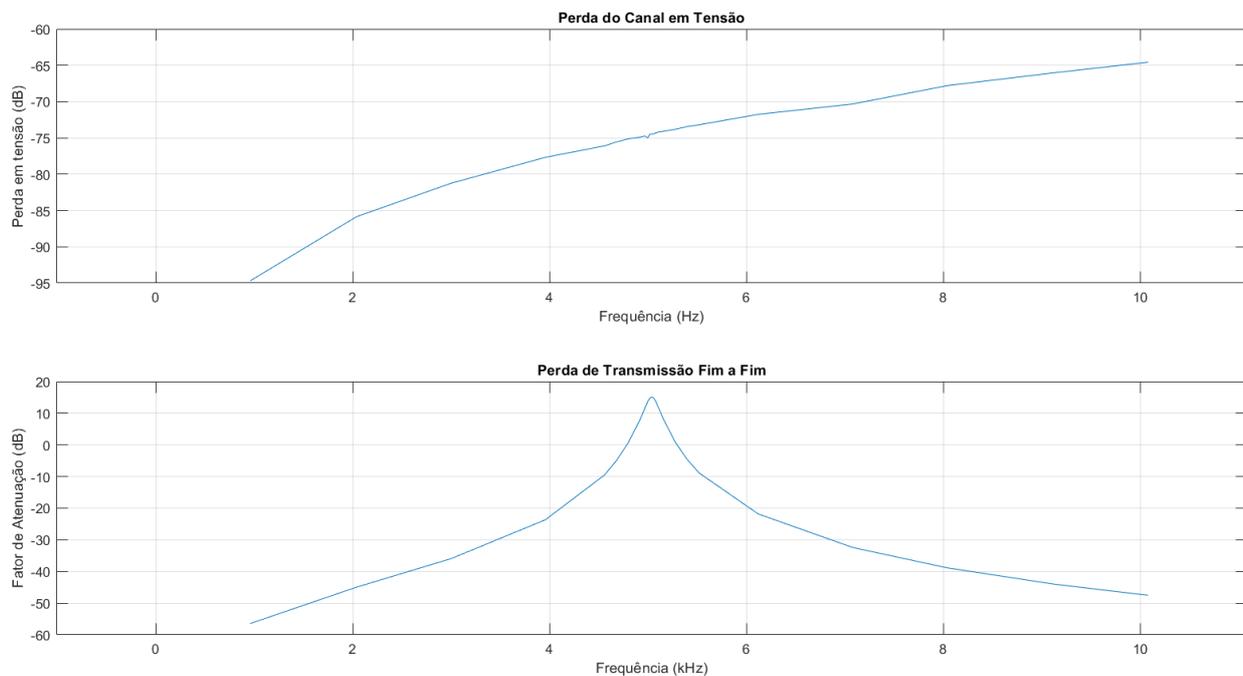


Figura 8.2: Curvas de perdas do canal em tensão pela frequência.

e seus componentes funcionam adequadamente e que estamos trabalhando dentro dos limites esperados.

Com auxílio do VNA é possível mapearmos o funcionamento dos componentes por completo, desde as antenas como o canal. Em nossos experimentos foi desenvolvido um código VNA que gera senoides em frequências específicas e envia para o nosso amplificador de potência, através das placas de aquisição NIDAQ. Após o sinal amplificado, passa pela antena que irá transmitir esse conjunto de senoides e no outro lado da transmissão tem-se uma antena receptora que irá captar os senos enviados e passará para outro NIDAQ que processa tudo, já que ele conhece todos os parâmetros que foram colocados no envio do sinal. Por fim, ele nos apresenta as funções de transferência e as impedâncias, tanto da antena quanto do canal.

8.1.2.1 Testes

Para a caracterização de todos os blocos envolvidos na comunicação TTE, utilizou-se do VNA e para isso seguiu-se os seguintes procedimentos:

A) As antenas estavam distantes 3 metros entre si.

B) Foi feita a transmissão sem ressonância nas antenas, mediu-se apenas o sinal de saída e o sinal de entrada e foi feito:

$$H_{Teste} = \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)}, \quad (8.6)$$

com isso o canal teste pode ser medido.

C) Depois o teste realizado é com ressonância no receptor e mantém-se o transmissor sem ressonância.

$$H_{T_{esteRx}} = \frac{V_{out}(f)}{V_{In}(f)}, \quad (8.7)$$

D) Dando continuidade, retirou-se a ressonância no receptor e colocou-se a ressonância do transmissor e foi realizado novamente o teste. Dessa maneira, fica mais simples a visualização do efeito da ressonância no sistema de comunicação.

$$H_{T_{esteTx}} = \frac{V_{out}(f)}{V_{In}(f)}, \quad (8.8)$$

E) Foi necessário realizar a medida da corrente fornecida pelo amplificador de potência com a antena acoplada sem ressonância no transmissor

A frequência de amostragem (f_s) estava em 30 KHz e cada tom tem a duração de 3 segundos.

$$H_{A_{Tx}}(f) = \frac{I_{In}(f)}{V_{In}(f)} = G_{amp}Y_{Tx}, \quad (8.9)$$

F) Para conhecer a função de transferência que a ressonância gerou, quando acoplada no transmissor, foi feito:

$$H_{resTx}(f) = \frac{H_{testeTx}(f)}{H_{T_{este}}(f)} = G_{amp}Y_{Tx}, \quad (8.10)$$

e geramos como resultado a curva vermelha na Figura 8.3, onde é mostrada a função de transferência com ressonância apenas no transmissor, com auxílio dessa curva podemos ver o ganho que o capacitor é capaz de fornecer para o sistema.

G) Para conhecer a função de transferência que a ressonância gerou, quando acoplada no receptor, foi feito:

$$H_{resRx}(f) = \frac{H_{testeRx}(f)}{H_{T_{este}}(f)} = G_{amp}Y_{Rx} \quad (8.11)$$

como resultado podemos ver a curva preta na Figura 8.3, onde é mostrada a função de transferência com ressonância apenas no receptor.

H) A Transimpedância $Z(f)$

Foi colocada a ressonância nas duas antenas, com a frequência de amostragem em 500 kHz e duração dos tom de $1/5$ de segundo.

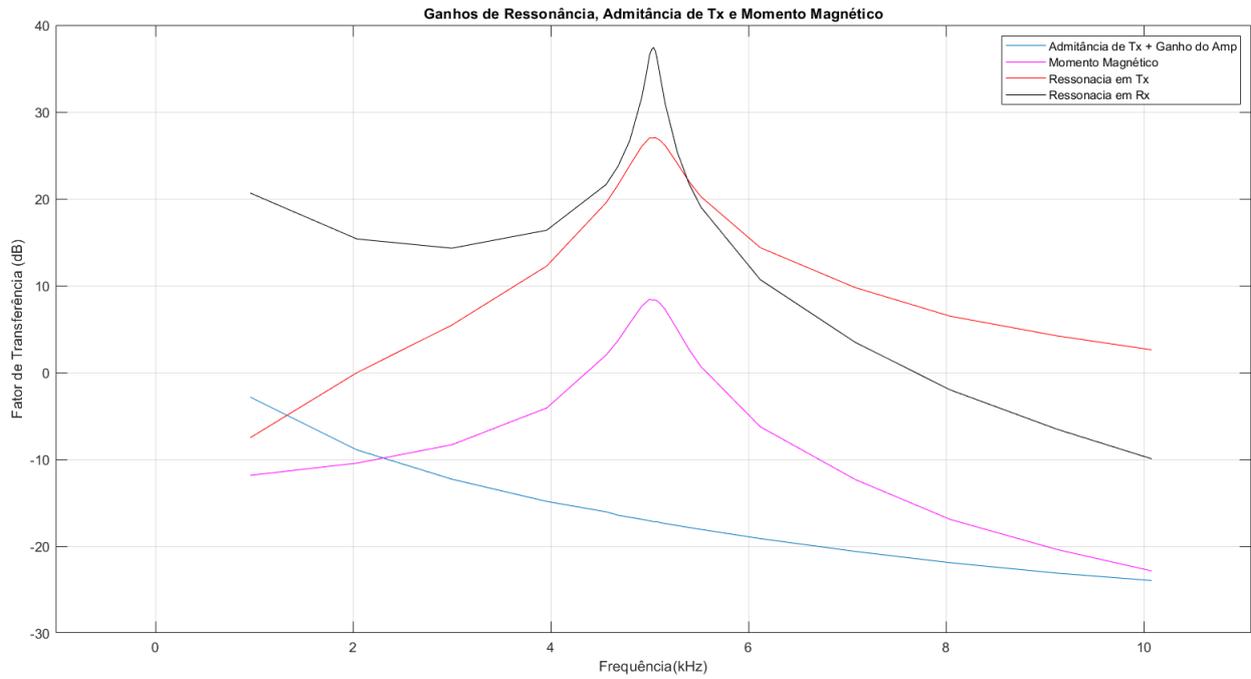


Figura 8.3: Curvas experimentais de admitância, ganho de ressonância e momento magnético.

$$H_Z(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (8.12)$$

$$Z(f) = \frac{H_z(f)}{H_{A_{Tx}}(f) \cdot H_{Res_{Tx}}(f) \cdot H_{Res_{Rx}}(f)} \quad (8.13)$$

e por fim temos que a função de transferência dos testes realizados é $Z(f)$ normalizado

$$T(f) = \frac{Z(f)}{N_{TX} N_{Rx} S_{Rx} S_{Tx}} \quad (8.14)$$

E o resultado da transimpedância do canal medida nessas condições está representada na figura 8.4.

Além disso, com a utilização do VNA pudemos fazer a curva da função de transferência do canal em uma situação TTE, mostrando o campo magnético medido e comprovar que a hipótese discutida na Seção 3 de campo quasi-estático está correta, como podemos observar na Figura 8.5

8.2 CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO DIGITAL

Para o teste de comunicação, foi escolhido o uso de sinais BPSK com uma taxa simbólica de 200 símbolos/s em uma portadora de 5 kHz.

Esta banda estreita é usual na comunicação TTE, especialmente por causa dos circuitos res-

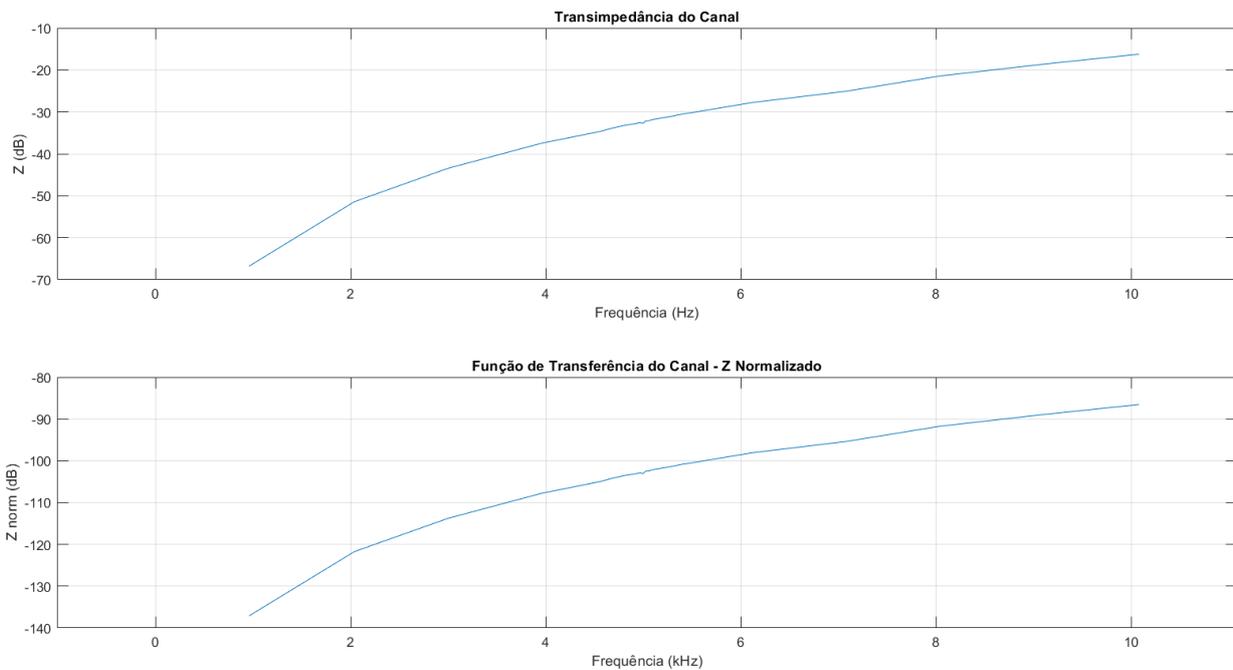


Figura 8.4: Transimpedância do canal de comunicação.

sonantes preferidos com alto ganho e fator-Q. Outras configurações com resistência de amortecimento podem ser testadas em trabalhos futuros para aumentar a largura de banda com o custo de reduzir a densidade do espectro de energia do sinal.

O sinal de banda base é gerado por cosseno filtrado com um fator de roll-off de 50 % com o objetivo de reduzir os efeitos da distorção linear da banda de transmissão e filtrar o ruído de forma mais eficiente. A estimação de canal no domínio da frequência e a equalização de forçamento zero (ZF) são implementadas para cada quadro de vinte mil bits, usando 50 pilotos por quadro, cada um com uma duração equivalente a 16 símbolos. Os sinais são filtrados, misturados, somados, convertidos para cima e para baixo, etc., usando técnicas de processamento digital de sinais em uma plataforma SDR comum. Nenhuma codificação de canal é usada neste teste.

8.3 DISCUSSÃO E RESULTADOS

Na Figura 8.6, o primeiro resultado da sondagem do canal é mostrado através do gráfico da função de transferência do canal TTE, comparando o FTC entre a superfície e o subsolo com o FTC para o modelo QS a 1 metro e 4,5 metros, e com o FTC medido no ar na distância de referência.

Analisando as duas curvas superiores, vemos que a medição de referência ajusta o modelo QS com -2,7 dB de offset. Essa diferença pode ser justificada por perdas no receptor e sua falta de isolamento no ambiente de medição. Esse deslocamento é usado para calibrar a perda de propagação em excesso das medições de TTE em comparação com o modelo QS. Ao observar

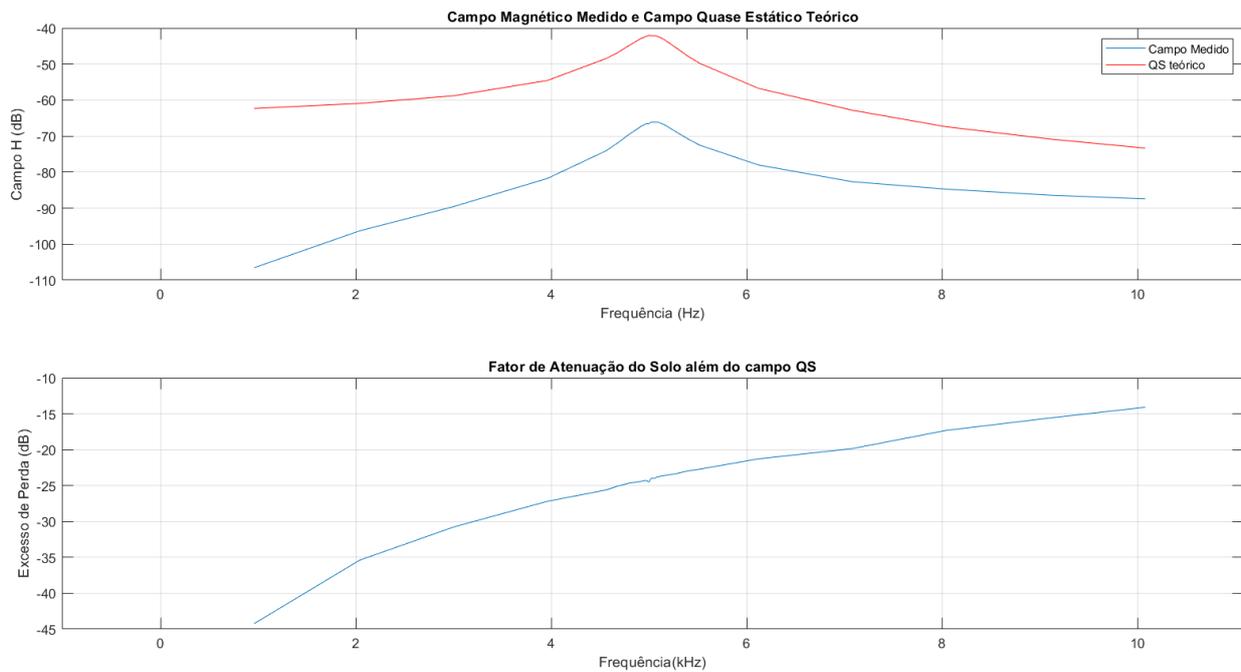


Figura 8.5: Campo magnético medido e campo quasi-estático teórico.

as duas curvas na parte inferior do gráfico, há uma diferença de aproximadamente 4,86 dB de perda excessiva, além do modelo quasi-estático na frequência de 5 kHz . Subtraindo os 2,7 dB da referência, há 2,16 dB de perda excessiva considerando as imprecisões de medição.

A comparação de medidas para diferentes faixas curtas com o modelo QS equivalente pode ser útil na modelagem de canais.

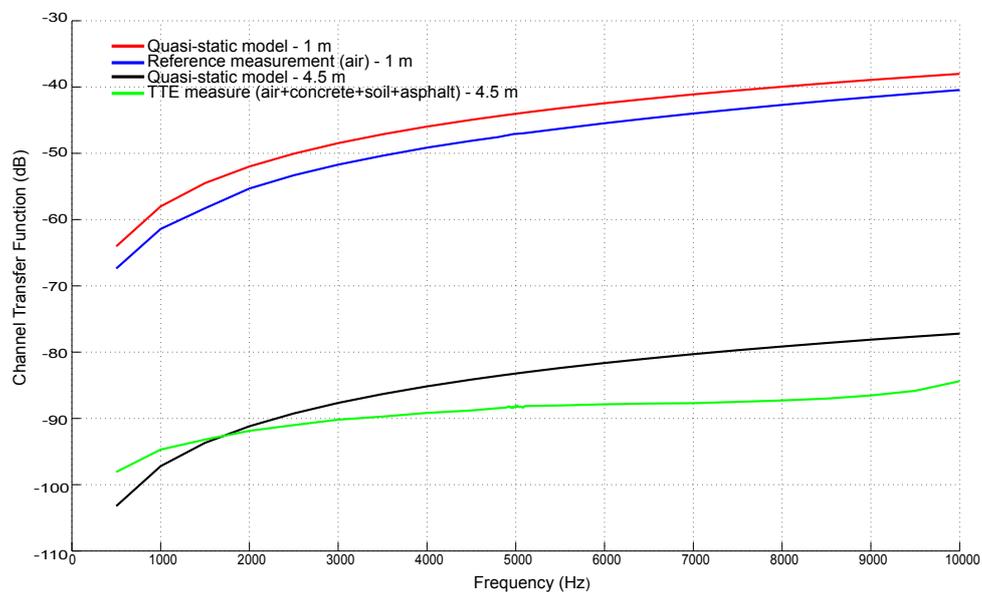


Figura 8.6: Comparação da função de transferência do canal (FTC) [11].

A Figura 8.7 exibe uma representação da impedância do canal, levando em consideração os valores medidos de tensão no receptor e a corrente que passa pelo transmissor. O cálculo desta

impedância considera as características das antenas de transmissão e recepção, como sua área e número de voltas. Quando a ressonância é usada, o ganho de cada extremidade é calculado na impedância total.

Observa-se que os ganhos em transmissão e recepção são semelhantes, em torno de 28 dB e largura de banda de 200 Hz. O ganho do sistema consolidado, para o canal TTE, é de aproximadamente 35 dB com uma largura de banda de cerca de 150 Hz. Na frequência de ressonância (5 kHz) observa-se que o ganho total é igual a soma do ganho do canal não ressonante (-21,5 dB), o ganho de transmissão (28 dB) e o ganho de recepção (29 dB). Tal adição apresenta um erro menor que 1 dB.

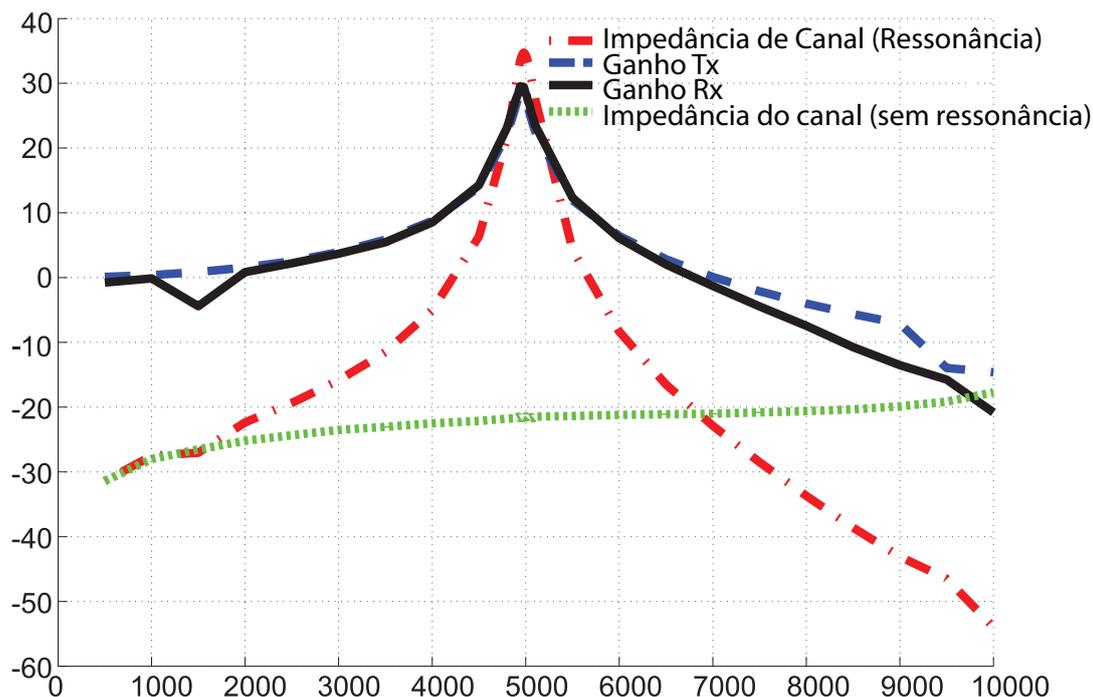


Figura 8.7: Impedância de Transferência do Canal Experimental, medida de acordo com a configuração descrita na Seção 8 [11].

A Figura 8.8 mostra a taxa de erro de bit como uma função da potência na saída do amplificador de transmissão. Observa-se que os valores de potência de transmissão são baixos para este cenário. À taxa de 10^{-3} , a corrente não é superior a $260 \mu A_{RMS}$, que é 38 dB abaixo do limite operacional do amplificador dentro de sua zona linear. Essa margem garante o uso da plataforma para outros cenários de curto alcance com desempenho similar.

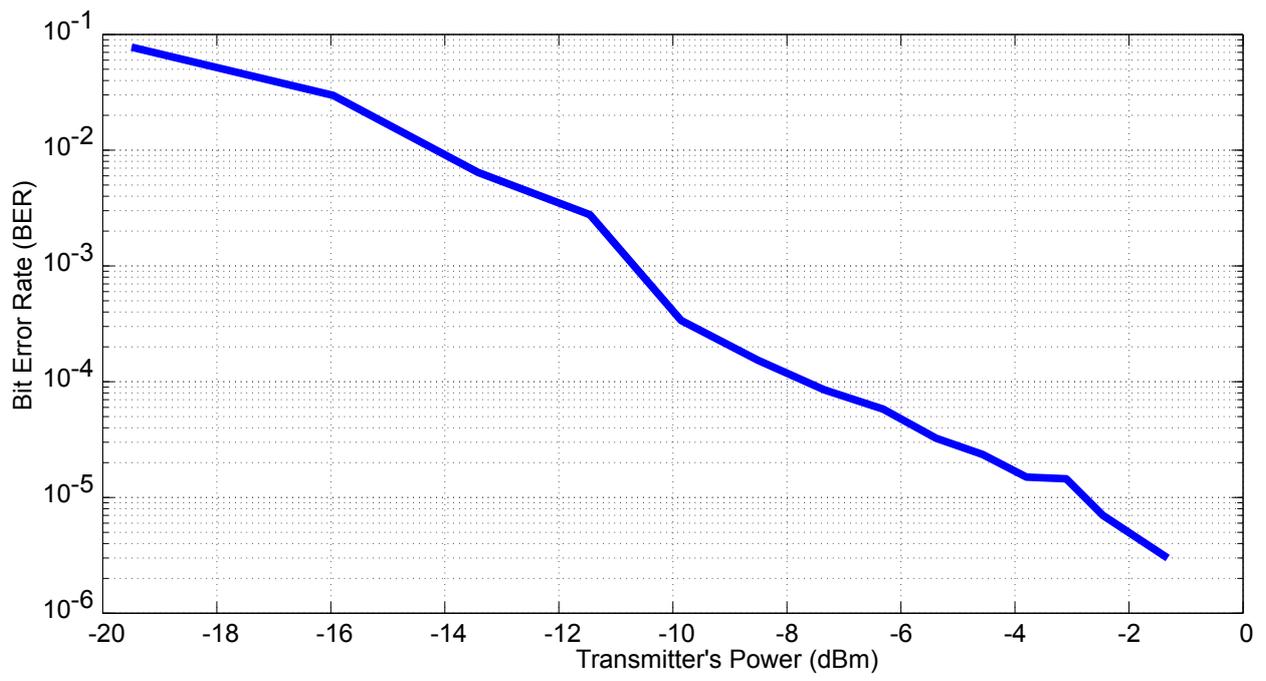


Figura 8.8: Taxa de erro de bit (BER) em função da potência do transmissor, medida na saída do receptor e sem codificação de canal [11].

9 CONCLUSÃO

Uma alternativa aos sistemas baseados em fios em minas subterrâneas é o sistema de comunicação Through-the-Earth, especialmente em situações em que os seres humanos ficam presos no subsolo devido a enterramentos de túneis que freiam os enlaces com fio para a superfície. Outra aplicação para os sistemas TTE é a ativação de explosivos e automação de equipamentos para mineração subterrânea

A propagação sem fio, especialmente através da Terra, estabelece severas restrições ao sistema de comunicação. A utilização de sinais de baixa frequência é essencial para reduzir os efeitos da atenuação do solo em ambientes subterrâneos. As características elétricas do solo potencializam essa atenuação, de modo que ter as mesmas informações sobre o ambiente facilita o processo de planejamento da estrutura de comunicação para as minas subterrâneas.

9.1 PROPAGAÇÃO

No capítulo 3 analisamos as expressões de campo usando formulações apresentadas por Gibson [7] em sua tese. Analisando as condições em que nossos testes foram desenvolvidos, investigamos as hipóteses de zonas de campo que melhor se adequassem ao nosso escopo. Como os testes propostos e os realizados eram de curto alcance, estudamos a tese de estar em campo quasi-estático ($r \ll \lambda/2\pi$). Partindo desse pressuposto, estudamos dentro do laboratório as condições e como mostrado nas Figuras 8.7, 8.3 e 8.5, podemos ver que essa hipótese é válida, o campo quasi-estático representa bem o cenário TTE para curto alcance.

Com os resultados obtidos nessa parte foi possível ver que é totalmente viável a continuação do estudo da radiolocalização- usado para o resgate de minas e cavernas, engenharia civil e levantamento de cavernas - mostrando viabilidade em outras aplicações.

9.2 PROJETO DA ANTENA

Com os estudo desenvolvidos no capítulo 4 e 5 observamos que as antenas devem se adequar ao nosso cenário, com isso podemos projetar uma antena que se enquadre melhor aos nossos limites. O projeto da antena interfere diretamente em suas aplicações, utilizando o conceito de abertura específica, discutido na Seção 4.1.2, nos permitindo comparar o quão boa será aquela antena para a aplicação.

Outro fator importante para o projeto da antena transmissora será o amplificador, pois ele poderá limitar o momento magnético da antena, já que possuem parâmetros máximos fixos de

corrente e tensão, como visto na Seção 5.8.1.6. Dessa maneira a escolha do amplificador de potência é um fator decisivo para alcançar alguns resultados específicos.

As antenas que foram desenvolvidas para o projeto atendem bem os requisitos iniciais e foram pensadas para possíveis continuidades e testes com maiores distâncias, foram pensadas na melhor forma para transporte e para serem duráveis. Desenvolveu-se cinco tipos de antena, cada uma com uma devida finalidade.

9.3 RUÍDO

Nessa dissertação foram realizadas medidas de ruído, observando devidamente os períodos climáticos, por conta do clima particular de Brasília. Também preocupou-se em realizar os testes em locais distintos da cidade de Brasília para melhor determinar todas as componentes de ruído encontrados em uma transmissão TTE, tudo com a finalidade de controlar melhor o funcionamento da comunicação e entender possíveis empecilhos na comunicação e garantir a maior qualidade possível.

Utilizando a equação (7.1) e apenas considerando os pisos de ruído para cada uma das curvas da Figura 7.7, a temperatura de ruído medida, normalizada pela temperatura do ruído térmico, em 5 kHz foi de 215 dB, 207 dB e 193 dB, para RU, CO e NR, respectivamente. O RU foi o que apresentou o maior valor em comparação com os outros 2 locais e já era esperado, pois o ruído atmosférico oriundo de fontes distantes não foi dominante na composição do ruído total, muito menos o harmônico. Porém, o local era muito próximo a maquinários pesados e de alta potência, o que possivelmente influenciou as medidas no nível de ruído.

Os componentes impulsivos do ruído atmosférico e harmônico da rede elétrica afetam de maneira significativa a qualidade de transmissão de dados em um canal TTE, com as Figuras. 7.5 a 7.7 podemos ver essa dependência, mesmo que eles tenham valores pequenos, são significativos. Quanto à influência da função de transferência do canal TTE, temos que, para grandes profundidades, sua banda é relativamente larga em torno de sua frequência ótima.

9.4 RESSONÂNCIA

A antena é uma impedância reativa, com isso temos uma parte da energia do amplificador sendo gasta na parte reativa da antena e não servindo para a transmissão, o que faz com que diminua significativamente nossa corrente na antena, conseqüentemente o momento magnético da antena e diminuindo a qualidade na transmissão.

A utilização da ressonância traz a correção no fator de dissipação, com isso, em algumas aplicações, obtêm-se a máxima corrente do amplificador de potência e conseqüentemente melhora qualidade, porém sacrificando a largura de banda da transmissão.

O desafio na comunicação TTE é alcançar níveis de E_b/N_0 desejados, dada a grande atenuação do meio condutivo, o que normalmente propicia a trabalhar com larguras de banda ainda menores utilizando ressonância no circuito transmissor.

Durante os testes em cenário TTE, os capacitores foram acoplados à antena para estudar o efeito de ressonância e por consequência ele adicionou $57dB$ de ganho na cadeia de transmissão sem qualquer componente ativo ou ôhmico, porém da mesma forma que amplificou o sinal, ele também amplificou os ruídos harmônicos dentro da banda de transmissão.

9.5 SONDAGEM DO CANAL

Neste trabalho, foi apresentada uma plataforma para sondagem de canal e transmissão digital em cenários de curto alcance TTE. O método proposto mostrou a viabilidade de observar algumas características do canal TTE e prever e mitigar alguns de seus efeitos. Com base em modelos conhecidos, podemos negligenciar o ruído externo e verificar através de medições que o ruído interno contribui para o ruído geral graças ao circuito de ressonância conectado à antena. É importante notar a presença de componentes harmônicos fortes dentro da largura de banda de transmissão do sinal digital e as distorções lineares devido ao circuito de canal e ressonância, resultando em um canal não-AWGN.

A estimativa de canal e a equalização de ZF provaram ser essenciais para alcançar níveis razoáveis de desempenho do sistema, avaliados pela medição de BER sem codificação de canal ou qualquer técnica para mitigar os componentes harmônicos. Mais testes usando diferentes taxas de dados e constelações de alta ordem podem ser realizados usando a mesma plataforma experimental. Os resultados provaram a viabilidade da comunicação TTE em distâncias curtas com potência relativamente baixa, na ordem de $-11 dBm$ para faixa de $4,5 m$, com potenciais aplicações onde ativos enterrados podem ser conectados a transceptores alimentados por baterias pequenas e de longa duração.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 PRESS, A. *September U.S. Mine Inspections Result in 133 Citations*. 2015. Accessed: 2015-11-5. Available at: <<http://wvpublic.org/post/september-us-mine-inspections-result-133-citations>>.
- 2 RATCLIFFE, M. *Anglo American shares fall as miner completes sale of Norte copper mine after commodities fall hits profits*. 2015. Accessed: 2015-10-01. Available at: <<http://www.cityam.com/224250/anglo-american-completes-sale-of-norte-copper-mine-after-commodities-fall-hits-profits>>.
- 3 ATM MINING TELEPHONES (UNDERGROUND). 2014. Accessed: 2014-09-30. Available at: <<http://www.britishtelephones.com/atm/atmtel6.htm>>.
- 4 CONTROL, C. for D.; PREVENTION. *Advanced Tutorial on Wireless Communication and Electronic Tracking: Communication System Performance*. Accessed: 2014-05-12. Available at: <<http://www.cdc.gov/niosh/mining/content/emergencymanagementandresponse/commtracking/advcommtrackingtutorial2.html>>.
- 5 CARRENO, J. P. Channel modeling for through-the-earth (tte) communication systems. *Dissertacao de mestrado - UnB*, 2015.
- 6 ADMINISTRATION, O. S. . H. *Electromagnetic Radiation: Field Memo*. Accessed: 2015-02-22. Available at: <https://www.osha.gov/SLTC/radiofrequencyradiation/electromagnetic_fieldmemo/electromagnetic.html#section_6>.
- 7 GIBSON, D. *Channel Characterisation and System Design for Sub-Surface Communications*. Tese (Doutorado) — School of Electronic and Electrical Engineering, Feb. 2003.
- 8 ALMEIDA, F. F. *CalcBob: Bobinas circulares com nucleo de ar*. 2001. Available at: <<http://goo.gl/bYI2W>>.
- 9 BRAGA, N. C. 2014. Available at: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/telecomunicacoes/6297-tel095/>>.
- 10 CARRENO, J. D. P.; S, M. H. B.; PITA, T. C.; MAEDA, G. S.; AGUAYO, L.; BARRETO, A. N.; BRAGA, A. J. Medição e caracterização de ruído para simulador de enlace de comunicação tte. In: *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT)*. [S.l.: s.n.], 2018.
- 11 MENDES, H. B. S.; BRAGA, A. J.; CARRENO, J. D. P.; BARRETO, A. N.; AGUAYO, L.; GARCIA, L. G. U. Experimental platform for through-the-earth communication. In: *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. [S.l.: s.n.], 2018.
- 12 MALLET L.; VAUGHT, C. B. M. The emergency communication triangle. *NIOSH Pub, n. 99-157*, 1999.
- 13 STAFF, B. M. Underground mine communications, control and monitoring. *Bureau of Mines Information Circula*, 1984.
- 14 FOROOSHANI, A. E. A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines. *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, v. 15, n. 4, p. 1524-545, 2013.
- 15 LINCAN, Y. *Measurements and modeling of the electromagnetic fields in Through-The-Earth (TTE) wireless communications*. Tese (Doutorado) — University of New Mexico, 2014.

- 16 WAIT, J. R. Electromagnetic induction technique for locating a buried source. *Geoscience Electronics, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 2, p. 95–98, Apr. 1971. ISSN 0018-926X.
- 17 WAIT, J. R.; SPIES, K. Subsurface electromagnetic fields of a circular loop of current located above ground. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 4, p. 520–522, July. 1972. ISSN 0018-926X.
- 18 DA, W. J. H. *Theoretical noise and propagation models for through-the-earth communication*. [S.l.], 1982.
- 19 YARKAN S. GUZELGOZ, H. A. R. M. S. Underground mine communications: A survey. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 11, no. 3, pp. 125–142, 2009.
- 20 L., H. H.; M., M. J. *Introductory mining engineering*. [S.l.]: John Wiley, 2002.
- 21 HEM, P.; CALDWELL, J. *Block Caving*. Accessed: 2015-01-04. Available at: <<http://technology.infomine.com/reviews/Blockcaving/welcome.asp?view=full>>.
- 22 DONOGHUE, A. M. *Occupational health hazards in mining: an overview*. [S.l.]: OXFORD, 2004.
- 23 SCHIFFBAUER, W. H.; BRUNE, J. F. Underground coal mine communications for emergencies and everyday operation. *Symposium on the Capabilities and Availability of Wireless Communication and Tracking Systems for Underground Coal Mines*, 2006.
- 24 YARKAN, S.; GÜZELGÖZ, S.; ARSLAN, H.; MURPHY, R. Underground mine communications: A survey. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, v. 11, n. 3, p. 125–142, rd 2009. ISSN 1553-877X.
- 25 SAFETY, N. I. for O.; HEALTH. *Tutorial on wireless communication and electronic tracking part 1: Technology overview*. 2009.
- 26 JAYANTHU, A. P. A. N. S. *Wireless communication systems for underground mines a critical appraisal. International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, vol. 4, no. 7, pp. 3149-3153,. [S.l.: s.n.], 2013.
- 27 YENCHEK, M. R.; HOMCE, G. T.; DAMIANO, N. W.; SREDNICKI, J. R. Niosh-sponsored research in through-the-earth communications for mines: a status report. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 48, n. 5, p. 1700–1707, 2012.
- 28 FOROOSHANI, A.; BASHIR, S.; MICHELSON, D.; NOGHANIAN, S. A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, v. 15, n. 4, p. 1524–1545, Fourth 2013. ISSN 1553-877X.
- 29 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.
- 30 LEI XU ZHAO, Z. W. S.; XICHENG, C. 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.
- 31 BANDYOPADHYAY, L.; CHAULYA, S.; MISHRA, P. *Wireless communication in underground mines. RFID-Based Sens. Netw*, Springer, 2010.
- 32 NEWS, E. New through earth communication system for coal mining. *Endeavour Magazine*, 2014.
- 33 STARKEY, D. B. Electromagnetic transmission and detection at deep depths. *Sandia Laboratories Report SLL-73-5278*, 1973.

- 34 GRIFFITHS, D. J. *Introduction to Electrodynamics*. 3a. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1999.
- 35 DURKIN, J. Surface vertical magnetic field produced by a finite loop buried in an earth containing a thin conducting sheet. *Radio Science*, Wiley Online Library, v. 32, n. 1, p. 19–23, 1997.
- 36 INDUSTRY, R. A. Department of T. . *MPT 1337 Performance Specification*. [S.l.: s.n.], 1988.
- 37 PAULO, J. J. A. de. *Cobre ou Alumínio?*, Disponível em: <http://www.allcab.com.br/condutor-de-aluminio-ou-de-cobre/>. 2016.
- 38 BUTTERWORTH, S. Effective resistance of inductance coils at radio frequency - part 1. experimental wireless & wireless engineer., 1926.
- 39 AUSTIN, B. B. The effective resistance of inductance coils at radio frequency. experimental wireless & wireless engineer. 1934.
- 40 SMITH, F. L. *Radio designer's handbook*. london: Wireless world. 1940.
- 41 WATT, A. Vlf radio engineering. international series in electromagnetic waves: 14j. *Oxford: Pergamon Press.*, 1967.
- 42 DRUMMOND, I. Letters: Antenna design. *creg* 10, 5. 1992.
- 43 BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: John Wiley & Son. [S.l.]: OXFORD, 1997.
- 44 SMITH, G. S. (Ed.). *Proximity Effect in Systems of Parallel Conductors*. *Journal of Applied Physics* 43(5), 2196-2203. 1972a.
- 45 SMITH, G. S. *Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas*. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 20(5), 656-657. 1972b.
- 46 FINKELSTEIN, P. G. D.; SHUCHATOWITZ, J. High voltage impulse system. In: _____. *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 37, no. 2, pp. 159–162. [S.l.: s.n.], 1966.
- 47 TESLA, N. “high frequency oscillators for electro-therapeutic and other purposes,”. In: _____. *Proc. IEEE*, vol. 87, no. 7, pp. 1282–1292,. [S.l.: s.n.], 1999.
- 48 SKELDON, A. I. G. K. D.; SCOTT, S. A. A high potential tesla coil impulse generator for lecture demonstrations and science exhibitions. In: _____. *Amer. J. Phys.*, vol. 65, no. 8, pp. 744–754,. [S.l.: s.n.], 1997.
- 49 SCHLEGEL, C.; MALLAY, M.; TOUESNARD, C. Atmospheric magnetic noise measurements in urban areas. *IEEE Magnetics Letters*, v. 5, p. 1–4, 2014. ISSN 1949-307X.
- 50 FIELD, E.; LEWINSTEIN, M. Amplitude-probability distribution model for vlf/elf atmospheric noise. *Communications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 83–87, Jan. 1978. ISSN 0090-6778.
- 51 SKOMAL, E. *Man-made radio noise*. [S.l.]: Van Nostrand Reinhold, 1978. ISBN 9780442276485.
- 52 ALHAJ, H. M. M.; NOR, N. M.; ASIRVADAM, V. S.; ABDULLAH, M. F. 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.
- 53 NEVES, S.; BARRETO, A. N.; BRAGA, A. J.; AGUAYO, L. Análise de ruído antrópico em comunicações através do solo. In: *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT)*. [S.l.: s.n.], 2017.

54 H., R. F. Noise model for low-frequency through-the-earth communication. *Radio Science*, v. 45, n. 6, 2010.