



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM EQUIPAMENTO PARA MEDIÇÃO
DE RESISTÊNCIA E RESISTIVIDADE DO SOLO EM
SUBESTAÇÕES ENERGIZADAS.**

GUSTAVO DOS SANTOS PIRES

Campo Grande – MS

Março de 2012



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM EQUIPAMENTO PARA
MEDIÇÃO DE RESISTÊNCIA E RESISTIVIDADE DO SOLO
EM SUBESTAÇÕES ENERGIZADAS.**

GUSTAVO DOS SANTOS PIRES

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul no Centro de Ciências Exatas e Tecnologia, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

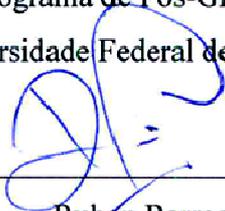
Campo Grande – MS

Março de 2012.

**DESENVOLVIMENTO DE UM EQUIPAMENTO PARA MEDIÇÃO
DE RESISTÊNCIA E RESISTIVIDADE DO SOLO EM
SUBESTAÇÕES ENERGIZADAS.**

Gustavo dos Santos Pires

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.’



Rubén Barros Godoy, Dr.

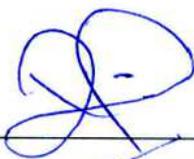
Orientador



Luciana Cambraia Leite, Dra.

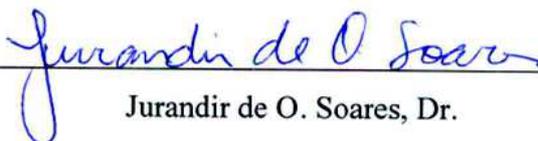
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Ruben Barros Godoy, Dr.

Presidente



Jurandir de O. Soares, Dr.



Ernane Antônio Alves Coelho, Dr.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus que sempre esteve presente em minha vida. Durante os momentos difíceis ou de alegria Ele é quem sempre ilumina meu caminho e me fortalece.

Agradeço também a minha família que sempre acreditou em mim e me deu forças. Principalmente meus pais, Itaci e Eliana, que em momento algum me deixaram de apoiar e incentivar. Não poderia esquecer de forma alguma de minha irmã, Tatiana, que sempre esteve ao meu lado renovando minhas forças e minha namorada Bárbara, que soube me fazer enxergar a vida de uma maneira diferente.

Aos professores Ruben Barros Godoy e João Onofre Pereira Pinto, e todos os integrantes do laboratório BATLAB, que além oferecerem oportunidades, sempre se mostraram prestativos em todos os aspectos. Parte da minha formação profissional se deve a eles.

Resumo da Dissertação apresentada à UFMS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

DESENVOLVIMENTO DE UM EQUIPAMENTO PARA MEDIÇÃO DE RESISTÊNCIA E RESISTIVIDADE DO SOLO EM SUBESTAÇÕES ENERGIZADAS.

Gustavo dos Santos Pires

Março/2012

Orientador: Ruben Barros Godoy

Área de Concentração: Inteligência Artificial

Palavras-chave: Medição de resistividade e resistência, subestações energizadas, sistemas de aterramento, processamento de sinais.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um equipamento capaz de realizar medições dos parâmetros do solo e de sistemas de aterramento em condições adversas como locais de difícil acesso e com potenciais induzidos. Atualmente existem equipamentos no mercado capazes de realizar tais medições, porém, estes equipamentos apresentam leituras inconsistentes quando aplicados à plantas energizadas. Para a sua concepção, foram estudados os principais métodos de medição utilizados atualmente e foi desenvolvido um equipamento baseado em um algoritmo de medição que incorpora processamento digital de sinais, com isso foi possível a redução dos efeitos causados por interferências eletromagnéticas e potenciais induzidos, além de possibilitar a armazenagem e análise dos dados das medições realizadas. São mostrados os resultados de simulação e descrito o desenvolvimento e implementação de tal equipamento. Foram obtidos também resultados experimentais em situações reais de medição em plantas energizadas ou não, que se mostraram satisfatórios quando comparados com um equipamento disponível no mercado que possui função similar.

Abstract of Dissertation presented to UFMS as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**DEVELOPMENT OF AN APPARATUS FOR MEASURING
SOIL RESISTIVITY AND RESISTANCE IN ENERGIZED
SUBSTATION.**

Gustavo dos Santos Pires

March/2012

Advisor: Ruben Barros Godoy

Area of Concentration: Artificial intelligence

Keywords: Earth resistance and resistivity, energized substation, energized power plants, grounding systems, signal processing.

This work presents the development of an equipment capable to measure the soil parameters and grounding systems under adverse conditions such as areas of difficult access and with induced potential in the soil. Nowadays there are commercially equipments capable to perform such measurements, however, these devices exhibit inconsistent lectures when submitted to energized power plants analysis. For its design, the main measurement methods currently used was studied and we developed an equipment that has a measurement algorithm that incorporates digital signal processing, thus, the reduction of the effect of electromagnetic interference and induced potential in the soil was possible, also enable to storage and analyze the acquired measurements. It will be shown simulation results and described the development of this device. Experimental results were also obtained in real measurements situations in energized or not power plants, which proved satisfactory when compared with a commercially available device that has a similar function.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	VI
LISTA DE FIGURAS.....	VIII
LISTA DE TABELAS	X
SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS.....	XI
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 - MEDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO E RESISTIVIDADE DO SOLO	4
2.1 MEDIÇÕES DE RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO	4
2.1.1. MÉTODO DOS DOIS PONTOS.....	5
2.1.2. MÉTODO DOS TRÊS PONTOS	5
2.1.3. MÉTODO DA RAZÃO	5
2.1.4. MÉTODO FALL OF POTENTIAL (FOP)	6
2.2. MEDIÇÃO DA RESISTIVIDADE DO SOLO	7
2.2.1. INFORMAÇÃO GEOLÓGICA E AMOSTRAS DO SOLO.....	8
2.2.2. MÉTODO DA VARIAÇÃO DA PROFUNDIDADE.....	9
2.2.3. MÉTODO DOS DOIS PONTOS.....	10
2.2.4. MÉTODO DOS QUATRO PONTOS	10
2.3. CONSIDERAÇÕES FINAIS	12
CAPÍTULO 3 – MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA DE ATERRAMENTO	13
3.1. MODELAGEM DO SISTEMA DE ATERRAMENTO	13
3.1.1. HASTES.....	14
3.1.2. CABOS HORIZONTAIS	15
3.1.3. SOLO	16
3.1.4. RESISTÊNCIA MÚTUA ENTRE AS HASTES	16
3.2. SIMULAÇÃO.....	17
3.2.1. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	19
3.2.1.1. ESTRATIFICAÇÃO DO SOLO POR MEIO DO MÉTODO DE WENNER.....	19
3.2.1.2. MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ATERRAMENTO POR MEIO DO BLOCO IMPEDANCE MEASUREMENT	20
3.2.1.3. MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ATERRAMENTO COM O INVERSOR PROPOSTO	20
3.2.1.4. COMPARAÇÃO ENTRE AS DUAS SIMULAÇÕES	25

CAPÍTULO 4 - PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA	26
4.1. REQUISITOS DE PROJETOS	26
4.2. PROJETO DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS	27
4.2.1. CIRCUITO DE BUFFER DE TENSÃO	28
4.2.2. CIRCUITOS DE FILTRO	28
4.2.2.1. FILTRO PASSA-BAIXA DE SEGUNDA ORDEM	28
4.2.2.2. FILTRO PASSA-ALTA DE SEGUNDA ORDEM	31
4.2.3. AMPLIFICADOR INVERSOR	33
4.2.4. CIRCUITO DE OFFSET	34
4.2.5. SUPERVISOR DE AQUECIMENTO	35
4.2.6. CONDICIONAMENTO DOS SINAIS DE GATILHO	36
4.3. CIRCUITO DE POTÊNCIA	37
4.3.1. ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO	38
4.3.2. ANÁLISE QUALITATIVA DA OPERAÇÃO	40
4.3.3. CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	43
4.4. IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA	43
4.5. ALGORITMO DE CONTROLE E MEDIÇÃO	51
CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS	57
4.1. TESTES COM IMPEDÂNCIAS CONHECIDAS	58
4.2. TESTES COM UMA HASTE DE ATERRAMENTO	61
4.3. TESTES EM UMA MALHA DE ATERRAMENTO	64
4.4. TESTES EM UMA MALHA DE ATERRAMENTO DE UMA SUBESTAÇÃO ENERGIZADA	67
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES	72
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	74

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Arranjo do método <i>Fall of Potential</i>	6
Figura 2.2 – Gráfico de medição de resistência de aterramento pelo método FOP.	7
Figura 2.3 – Medição da resistividade em laboratório utilizando cuba.	8
Figura 2.4 – Configuração do Método de Wenner.	10
Figura 3.1 - Circuito equivalente de uma haste de aterramento.....	14
Figura 3.2 – Malha de aterramento utilizada na simulação.	18
Figura 3.3 – Medição da Resistividade do Solo.....	19
Figura 3.4 – Medição da impedância do sistema em função da frequência.....	20
Figura 3.5 – Modelo de medição da impedância de aterramento desenvolvido.	21
Figura 3.6 – Modelo de medição da impedância de aterramento simulado.....	21
Figura 3.7 – Malha de realimentação do conversor.	22
Figura 3.8 – Geração dos sinais de comando dos interruptores.	22
Figura 3.9 – Tensão de saída do conversor.	23
Figura 3.10 – Tensão e corrente filtrada dos sinais oriundos do sensor.....	23
Figura 3.11 – Medição da impedância de aterramento - Ponto 1.	24
Figura 3.12 – Medição da impedância de aterramento - Ponto 2.	24
Figura 4.1 – Visão geral da estratégia de condicionamento de sinais.	27
Figura 4.2 - Circuito de buffer.	28
Figura 4.3 – Filtro passa-baixa Sallen Key.	29
Figura 4.4 – Relação entre o fator Q e o ganho do filtro.....	30
Figura 4.5 – Filtro passa-alta Sallen Key.	32
Figura 4.6 – Amplificador Inversor.	34
Figura 4.7 – Amplificador Somador Inversor.....	34
Figura 4.8 – Circuito de <i>buffer</i> e <i>driver</i> com entrada de habilitação dos pulsos.	36
Figura 4.9 - Circuito de potência do conversor.....	38
Figura 4.10 - PWM senoidal unipolar gerado por duas portadoras defasadas.....	40
Figura 4.11 - Primeira etapa durante modulação três níveis.	41
Figura 4.12 – Seqüência de comando dos interruptores.....	41
Figura 4.13 – Segunda etapa durante modulação três níveis.....	42
Figura 4.14 – Quarta etapa de operação.....	42
Figura 4.15 – Protótipo Implementado.	44

Figura 4.16 – Circuito de condicionamento de tensão e corrente de saída do inversor.	45
Figura 4.17 – Circuito de condicionamento dos sinais de comando dos interruptores.	46
Figura 4.18 – Circuito do conversor de potência.	47
Figura 4.19 – <i>Layout</i> da placa de condicionamento de sinais (a) <i>Layer top</i> ; (b) <i>Layer bottom</i>	48
Figura 4.20 – <i>Layout</i> da placa do conversor de potência(a) <i>Layer top</i> ; (b) <i>Layer bottom</i>	49
Figura 4.21 – Placa PCI de desenvolvimento (Dspace).	50
Figura 4.22 – Diagrama de blocos implementados no <i>SIMULINK/Dspace</i> ®.	50
Figura 4.23 – <i>Software</i> desenvolvido no <i>Control Desk</i>	51
Figura 4.24 – Fluxograma de controle do conversor.	52
Figura 4.25 – Fluxograma do algoritmo de estimação dos parâmetros do sistema de aterramento.	56
Figura 5.1 – Testes com o equipamento YOKOGAWA.	57
Figura 5.2 – Testes realizados com o equipamento desenvolvido.	58
Figura 5.3 – Resultados de experimentais com resistência de 50Ω - (a) impedância; (b) frequência.	59
Figura 5.4 – Resultados de experimentais com resistência de 100Ω - (a) impedância; (b) frequência. ...	59
Figura 5.5 – Resultados experimentais com resistência de 50Ω e indutância de 2mH.	60
Figura 5.6 – Variação da impedância medida em função da frequência.	61
Figura 5.7 – Tela do <i>software</i> desenvolvido durante as medições realizadas na haste de teste.	62
Figura 5.8 – Variação da impedância em função da distância S1.	62
Figura 5.9 – Variação da resistividade em função da distância S1.	63
Figura 5.10 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo.	64
Figura 5.11 – Variação da impedância em função da distância S1.	65
Figura 5.12 – Variação da resistividade em função da distância S1.	65
Figura 5.13 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo.	66
Figura 5.14 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo.	66
Figura 5.15 – Variação da indutância em função da frequência injetada no solo.	67
Figura 5.16 – Tela do <i>software</i> desenvolvido durante testes realizados em subestação energizada.	68
Figura 5.17 – Comparação entre resistência e impedância de aterramento.	69
Figura 5.18 – Variação da resistividade em função da distância S ₁	69
Figura 5.19 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo – efeito indutivo.	70
Figura 5.20 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo – efeito capacitivo.	70
Figura 5.21 – Variação da indutância em função da distância S1.	71

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 - Valores utilizados no modelo de simulação	18
TABELA 3.2 - Medições de resistência e resistividade.....	19
TABELA 4.1 - Relação entre a aproximação e o fator de qualidade do filtro	30
TABELA 5.1 - Valores obtidos a uma distância S1 de 62% - Uma haste de aterramento	64
TABELA 5.2 - Valores obtidos a uma distância S1 de 62% - Malha de aterramento	67
TABELA 5.3 - Valores obtidos a uma distância S1 de 62% - Subestação energizada.....	71

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

Símbolo	Significado	Unidade
R	Resistência da haste	Ω
L	Indutância da haste	H
C	Capacitância da haste	F
σ	Condutividade do solo	S/m
μ	Constante da permissividade magnética do solo	H/m
ϵ	Permissividade dielétrica do solo (F/m)	F/m
r	Raio da haste	m
z	Comprimento da haste	m
R_c	Resistência do cabo horizontal	Ω/m
L_c	Indutância do cabo horizontal	H/m
C_c	Capacitância do cabo horizontal	F/m
h	Profundidade do cabo horizontal	m
r_c	Raio do cabo horizontal	m
Z_{solo}	Impedância do solo	Ω
C_{solo}	Capacitância do solo	F
ρ_{solo}	Resistividade do solo	$\Omega.m$
α	Fator de resistência	adimensional
β	Fator de capacitância	adimensional
ϵ_0	Permissividade no vácuo	F/m
k_{solo}	Permissividade do solo	F/m
R_{mutua}	Resistência mútua dos cabos e eletrodos verticais	Ω
ρ_a	Resistividade aparente do solo	$\Omega.m$
l_c	Comprimento total de todas as hastes e cabos interligados	m
L_r	comprimento de cada haste	m
S	Área total coberta pelos condutores	m
R_n	Resistência	Ω
C_n	Capacitância	F
ω_c	Frequência angular de corte	rad/s
A_0	Ganho	adimensional
f_p	Frequência do pólo	Hz

k_c	Constante do filtro	adimensional
f_c	Frequência de corte	Hz
Q	Fator de qualidade do filtro	adimensional
V_o	Tensão de saída	V
V_n	Tensão	V
ρ	Resistividade	$\Omega.m$
k	Constante dependente da geometria	adimensional
Z	Impedância	Ω
V_{rms}	Tensão eficaz	V
I_{rms}	Corrente eficaz	A
X	Reatância indutiva ou capacitiva	Ω

Capítulo 1 – Introdução

Com a ampliação dos sistemas de geração, transmissão e distribuição, os sistemas de aterramento passaram a ser ainda mais necessários visando a proteção dos mesmos. Dessa forma, sua principal função em subestações de energia elétrica é manter o sistema sob condições confiáveis de operação e prover a proteção pessoal e dos demais dispositivos elétricos presentes na subestação. Além disso, os sistemas de aterramento são capazes de permitir o controle de harmônicos e fornecer um caminho seguro para o escoamento de correntes de falta (Khodr, 2008).

O sistema de aterramento em uma subestação apresenta ainda um papel fundamental na segurança pessoal e é responsável ainda pela proteção do sistema elétrico e das cargas sensíveis, visto que hoje em dia, todo o sistema de controle de uma subestação é automatizado e uma falha no sistema de controle pode causar colapso no sistema elétrico.

Uma das principais preocupações do projetista de um sistema de aterramento consiste na determinação do menor valor possível da resistência elétrica, não permitindo que sejam ultrapassados os valores de potenciais que originem correntes elétricas em seres vivos.

Deve-se observar que o uso do solo como condutor requer, principalmente, de uma boa conexão à terra, através de um sistema de aterramento que não o inviabilize, não coloque em risco pessoas, equipamentos, animais e, fundamentalmente, seja economicamente viável perante os outros sistemas convencionais.

De acordo com Dawalibi, (2006), uma análise completa de um sistema de aterramento consiste em 4 principais passos: medição da resistência do solo, medição da impedância de aterramento, cálculos da distribuição das correntes de falta e uma análise do desempenho do sistema de aterramento.

Realizar uma análise do sistema de aterramento com o propósito de determinar tensões de passo e de toque é um problema de elevada complexidade, tornando difícil a simulação das situações potencialmente danosas ao sistema (Meliopoulos et al, 1981).

Normalmente, a impedância de aterramento é predominantemente resistiva e pode ser obtida por meio da medição da resistência de aterramento utilizando os convencionais instrumentos de medição. Entretanto, tais instrumentos podem apresentar erros da medição de impedância de aterramento nas seguintes situações:

- Quando a impedância de aterramento apresenta valor menor que $0,5 \Omega$;

- Quando há a presença de altas tensões residuais no sistema de aterramento com relação a um sistema de aterramento remoto, produzido por correntes desbalanceadas no sistema elétrico de potência (D. Lu e R. M. Shier, 1981).
- Quando há correntes induzidas no solo;

Dessa forma, para medir a impedância de aterramento em subestações energizadas, os métodos que utilizam a injeção de correntes em baixa frequência são menos confiáveis que os métodos que utilizam alta frequência. O principal motivo para isto é o fato que as baixas frequências induzidas no solo pelo sistema elétrico interferem na medição realizada causando imprecisão nos dados.

Além disto, por meio dos métodos convencionais que utilizam baixa frequência, torna-se impraticável realizar a análise do comportamento do sistema sob a ocorrência de fenômenos de alta frequência, como condições de falta ou a incidência de raios, os quais deve-se levar em consideração a impedância do sistema. Tendo em vista as dificuldades de se medir os potenciais em uma subestação energizada, torna-se necessária a procura da minimização nos custos associados às técnicas seguras.

Os sistemas de aterramento são responsáveis também por garantir a operação segura dos sistemas elétricos de potência. Seu desempenho deve garantir também os limites seguros de tensão de passo e de toque sob condições de falta (Boaventura et al, 1999). Dessa forma, a medida de potencial é um fator preponderante para o bom desempenho de uma subestação.

Outro parâmetro importante é o valor da resistividade do solo que pode apresentar variações consideráveis em função da geologia, nível de compactação, teor de umidade, concentração e composição dos sais presentes. Portanto, o valor da resistência de aterramento de uma subestação é dependente do valor da resistividade do solo.

Para os distúrbios, tanto de alta como de baixa frequência, a resistividade elétrica do solo tem um papel significativo na elaboração de um projeto de aterramento, pois ela está ligada diretamente com a dificuldade que o mesmo apresenta para escoar as correntes elétricas indesejadas (Souza et al, 2007).

Assim sendo, para se projetar corretamente um sistema de aterramento, visando capacidade adequada de dispersão de corrente e, ainda que mantenha os potenciais resultantes no solo e nos equipamentos aterrados dentro dos limites toleráveis pelo corpo humano, é necessário conhecer perfeitamente o valor da resistividade do solo, onde o mesmo será implantado, a estratificação que o mesmo apresenta em termos de variação de

resistividade aparente e a finalidade a que se destina o sistema de aterramento, bem como indicar qual o tipo de aterramento e configuração mais adequados.

Dessa forma, este trabalho propõe a implementação de um dispositivo capaz de medir a impedância de aterramento mesmo em situações onde haja interferências como é o caso de subestações energizadas.

Para tal, inicialmente modelou-se o solo por meio do método de Wenner. Posteriormente, um sistema de aterramento foi modelado e adicionado ao modelo do solo com o intuito de realizar a simulação do hardware a ser implementado.

O equipamento desenvolvido para medição de impedância de aterramento injeta no solo uma corrente elétrica em alta frequência entre o sistema de aterramento a ser medido e uma haste auxiliar. São adquiridos os sinais de corrente e tensão injetados no solo e as interferências causadas pelas correntes induzidas no solo são filtradas de forma que apenas a corrente e tensão injetadas no sistema sejam levadas em consideração na determinação da impedância de aterramento.

Visando descrever melhor o funcionamento do equipamento desenvolvido o trabalho foi organizado em 6 capítulos. No Capítulo 1 é apresentada uma breve revisão bibliográfica e motivação para o desenvolvimento do trabalho, situando-o no contexto geral. No segundo capítulo são abordadas as principais técnicas utilizadas para medição de impedância de aterramento e resistividade do solo. O Capítulo 3 trata da modelagem dos componentes utilizados em um sistema de aterramento, como hastes, cabos e o solo. O terceiro capítulo descreve a modelagem e a simulação de um sistema de aterramento. O Capítulo 4 trata do projeto físico e da implementação realizada do circuito de potência, do circuito de controle e condicionamento de sinais e do algoritmo de medição desenvolvido e o Capítulo 5 mostra os resultados experimentais obtidos, de forma a comprovar o funcionamento do equipamento desenvolvido. E, finalmente, o capítulo 6 mostra as conclusões a respeito do trabalho desenvolvido e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2 - Medição de Resistência de Aterramento e Resistividade do Solo

A norma ANSI/IEEE Std. 81 (1983) cita algumas técnicas de medição de resistência e resistividade do solo. Neste capítulo estas técnicas serão descritas, juntamente com uma análise técnica de aspecto comparativo.

2.1. Medições de resistência de aterramento

As conexões à terra em geral podem ser representadas por impedâncias complexas compostas por componentes resistivos, capacitivos e indutivos, sendo que todos estes componentes afetam a capacidade de escoamento das correntes elétricas sob circunstâncias de falta.

Os componentes resistivos se mostram mais significativos quando se trata de correntes de fuga devido sua baixa frequência. Nesse contexto, a resistência de conexão é de particular interesse porque esta é afetada pela resistência do solo nas áreas de conexão, aumentando consideravelmente a resistência de aterramento. Os valores da reatância do sistema começam a se mostrar significativos quando há a ocorrências de fenômenos de alta frequência como surtos, por exemplo.

Vale lembrar que os métodos convencionais de medição adotados atualmente são capazes de medir a resistência ou a resistividade do solo, que são parâmetros importantes para determinar o desempenho de um sistema de aterramento sob condições normais de operação. Porém, não levam em consideração a reatância indutiva ou capacitiva presente no sistema devido às características da malha de aterramento e do solo. Tais elementos são de extrema importância quando se deseja analisar o desempenho do sistema de aterramento sob influências de fenômenos de alta frequência, como descargas atmosféricas por exemplo.

A norma ANSI/IEEE Std. 81 (1983) cita as seguintes técnicas de medição da resistência de aterramento:

- Método dos Dois Pontos
- Método dos Três Pontos
- Método da Razão
- Método *Fall of Potential*

2.1.1. Método dos dois pontos

Este método também é conhecido como Método do Voltímetro e Amperímetro. Em sua aplicação, presume-se que a resistência do eletrodo de aterramento auxiliar é insignificante quando comparado com a resistência da malha de terra que se deseja analisar. Devido a este fato, uma aplicação usual é utilizar um eletrodo que apresente baixa resistência. Dessa forma, é comum a utilização de sistemas de saneamento compostos por dutos metálicos como eletrodo auxiliar.

O método descrito apresenta erros de medição elevados quando são aplicados a malhas de baixa impedância. Entretanto, ele apresenta baixa complexidade, tornando-o facilmente aplicável como parâmetro inicial.

2.1.2. Método dos três pontos

Este método envolve a utilização de dois eletrodos auxiliares de resistências r_2 e r_3 e do eletrodo a ser medido, designado r_1 . Em sua aplicação, a resistência entre cada par de eletrodos é medida e a resistência do eletrodo medido é determinada pela equação (2.1). Entretanto, para grandes áreas de sistemas de aterramento, como grandes subestações onde os valores de resistência são presumivelmente menores, o método *Fall of Potential* é preferido quando se requer alta precisão, visto que no método de três pontos recomenda-se uma distância entre cada eletrodo de pelo menos 5m, sendo aconselhável a utilização de distâncias de 10m.

$$r_1 = \frac{r_{12} - r_{23} + r_{13}}{2} \quad (2.1)$$

2.1.3. Método da Razão

Neste método a resistência do eletrodo em teste é comparada a uma resistência conhecida, usualmente utilizando a mesma configuração de eletrodos do método *Fall of Potential*. Haja visto que este é um método comparativo, as leituras em ohms são independentes da magnitude da corrente de teste, se, a corrente de teste for alta o suficiente para dar a sensibilidade adequada para a realização das medições.

2.1.4. Método *Fall of Potential* (FOP)

Este método é amplamente utilizado para a medição da resistência de aterramento e consiste de uma sonda de potencial localizada em uma linha reta entre o eletrodo de aterramento e a sonda de corrente, conforme mostrado na Figura 2.1.

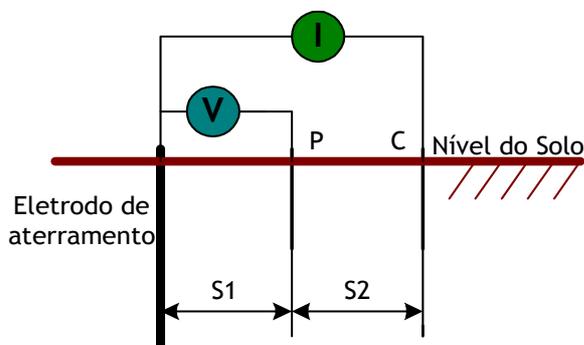


Figura 2.1 – Arranjo do método *Fall of Potential*.

Para a medição da resistência aparente, injeta-se corrente entre o eletrodo comum (eletrodo de aterramento) e o eletrodo de corrente (C) e mede-se a tensão no eletrodo de potencial (P). Baseado na lei de ohm calcula-se a resistência para cada uma das distâncias medidas. Quando o teste termina, a regra de 61,8% é comumente aplicada para determinar a correta posição da sonda de potencial na qual se lê a verdadeira resistência de aterramento (CHOI et al, 2005).

De acordo com ALVES (2006), para maior precisão nas medições pelo método *fall of potential* deve-se atentar aos seguintes passos:

- Deve-se conhecer as dimensões da malha e determinar a sua maior distância linear (D);
- Determinar a melhor direção pra realizar a medição, evitando locais de difícil acesso;
- Cravar o eletrodo de corrente (C) a uma distância de 4D do centro geométrico da malha de aterramento em teste;
- Cravar o eletrodo de potencial (P) a intervalos de 10% de 4D do centro da malha em direção à sonda de corrente (que deve permanecer fixa);
- Quando o eletrodo de potencial estiver próximo a 62% de 4D, cinco medidas antes e cinco medidas depois deverão ser de 1% de 4D;
- Após as medições, deve-se construir um gráfico da resistência em função das distâncias do eletrodo de potencial, conforme mostrado na Figura 2.2.

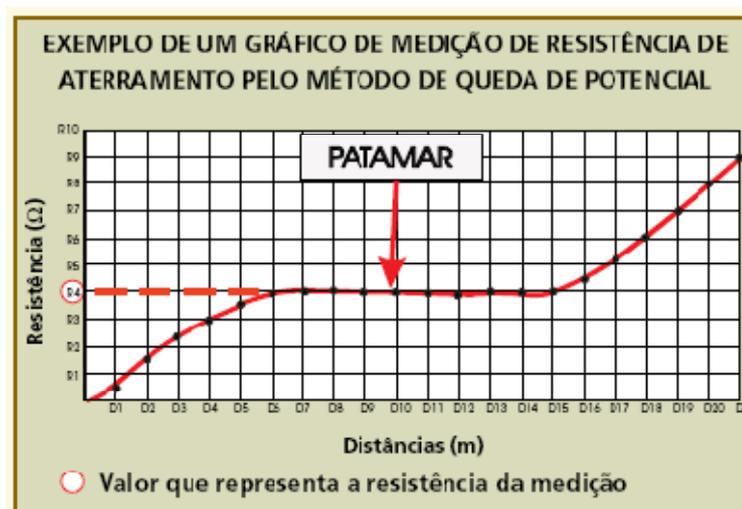


Figura 2.2 – Gráfico de medição de resistência de aterramento pelo método FOP.

Fonte: (ALVES, 2006)

O gráfico construído deverá apresentar uma aparência próxima à da Figura 2.2. Nota-se a presença de um patamar (linha horizontal) que representa o valor da resistência da malha medida. Caso não se consiga obter um gráfico onde seja possível identificar claramente o patamar, a medição deverá ser reproduzida em outra direção, para fugir das interferências existentes.

2.2. Medição da resistividade do solo

A resistividade do solo é um parâmetro de importância relevante quando trata-se do dimensionamento ou medições preventivas da eficiência de malhas de aterramento. Este parâmetro é definido como a resistência elétrica específica que o solo apresenta em um dado ponto. Para uma amostra homogênea do solo, a resistividade corresponde à resistência elétrica entre as faces opostas de um cubo de 1m de aresta.

Entretanto, tais medições se tornam impraticáveis, visto que se faz necessário retirar uma amostra do solo e testá-lo sob uma cuba, mudando assim algumas características como umidade, homogeneidade, etc. Dessa forma, é comum realizar medições da resistividade aparente do solo, ou seja, estimar a resistividade por um processo de medição *in loco* que leva em consideração a distribuição de correntes no solo. Vale ressaltar que esta medição é diretamente afetada pela disposição das hastes utilizadas no experimento realizado para injeção de correntes no solo durante a medição.

A norma ANSI/IEEE Std. 81 (1983) cita as seguintes técnicas de medição da resistividade do solo:

- Informação Geológica e Amostras do Solo
- Método de Variação da Profundidade
- Método dos Dois Pontos
- Método dos Quatro Pontos

2.2.1. Informação Geológica e Amostras do Solo

Este processo consiste na utilização de uma cuba de dimensões conhecidas onde se introduz o material a ser ensaiado que, no caso, seria a amostra do solo, devidamente compactada, e com a melhor aderência possível às paredes da cuba. As laterais da cuba deverão ser de material isolante, assegurando-se que toda a corrente do ensaio circule pela amostra de solo, conforme mostrado na Figura 2.3. (TUMA, 2005).

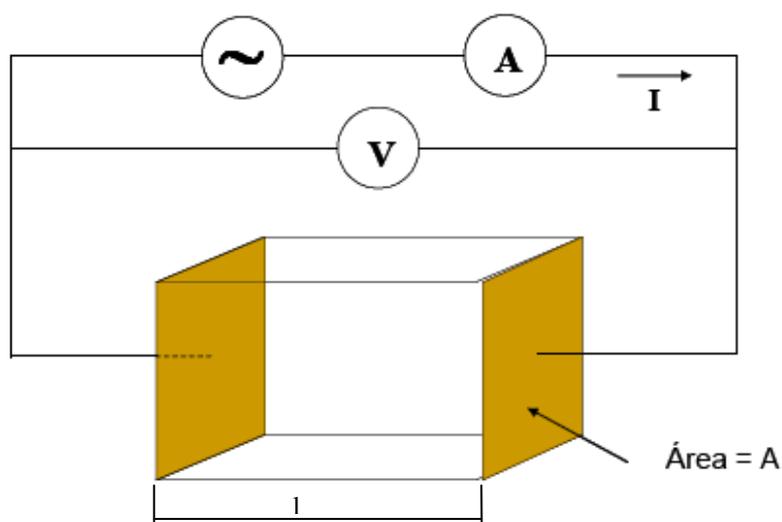


Figura 2.3 – Medição da resistividade em laboratório utilizando cuba.

Fonte: TUMA, 2006

Após a inserção de corrente entre as paredes opostas da cuba, mede-se a tensão e a corrente que circula pela amostra e obtêm-se sua resistência através da equação (2.2). Posteriormente, a sua resistividade é calculada de acordo com a equação e (2.3).

$$R_{\text{amostra}} = \frac{V}{I} \quad (2.2)$$

$$\rho = \frac{R A}{l} \quad (2.3)$$

As medições por amostragem apresentam um sério inconveniente no que se refere à incerteza da amostra, que pode não apresentar no laboratório exatamente as mesmas características que apresentava no local de origem. Estas características podem ser umidade, compacidade e, principalmente, a fidelidade na composição do solo, considerando-se as propriedades anisotrópicas e heterogêneas que normalmente os solos apresentam. Essas possíveis mudanças na característica podem ser traduzidas como fatores de distorção da realidade. Desta forma, este tipo de medição se restringe à complementação das informações, resultantes de medições efetuadas em campo, ou para fins específicos de pesquisa da resistividade média de tipos de solos e materiais (Sunde, 1968).

2.2.2. Método da Variação da Profundidade

Neste método, algumas vezes chamado de método dos três pontos, o teste da resistência de aterramento é realizado várias vezes, com o eletrodo de teste cada vez mais profundo no solo. O propósito é forçar mais testes com correntes em relação à profundidade do solo. A medição consiste em utilizar três hastes em um arranjo semelhante ao método de medição de resistência do solo *Fall of Potential*.

A interpretação da medição assume que o eletrodo testado é uma haste de profundidade “ l ” e o raio da haste “ r ” é menor comparado a “ l ”. Com base na resistência medida, calcula-se a resistividade do solo na profundidade da haste utilizada conforme (2.4)

$$\rho = \frac{2 \pi R l}{\ln\left(\frac{4l}{r} - 1\right)} \quad (2.4)$$

Para cada comprimento “ l ” da haste a resistência medida “ R ” determina a resistividade aparente “ ρ ”, obtendo assim o valor da resistividade aparente do solo em função da profundidade.

2.2.3. Método dos Dois Pontos

Medições da resistividade do solo podem ser realizadas no campo com o *Shepard-soil resistivity meter* ou outro método de dois pontos similar. O aparato consiste em um eletrodo pequeno e outro maior. O terminal positivo da bateria é conectado através de um amperímetro ao menor eletrodo e o terminal negativo ao outro eletrodo. Este tipo de instrumento pode ser calibrado para ler diretamente o valor da resistividade do solo em “ Ωm ” dada a tensão nominal da bateria utilizada (ANSI/IEEE Std. 81, 1983).

Este método possui boa mobilidade fazendo com que um elevado número de medições sejam feitas em curto período de tempo. Entretanto, ele apresenta a desvantagem de possuir boa precisão apenas em solos onde não existam perturbações ou obstáculos que possam causar interferências nas medições realizadas.

2.2.4. Método dos Quatro Pontos

O método de Wenner consiste na utilização de quatro hastes cilíndricas no solo, igualmente espaçadas por uma distância “ a ” e dispostas em linha, conforme mostrado na Figura 2.4. O diâmetro das hastes não deve exceder um décimo de “ a ” e as profundidades atingidas pelas hastes (p) devem ser iguais. (Souza et al, 2006)

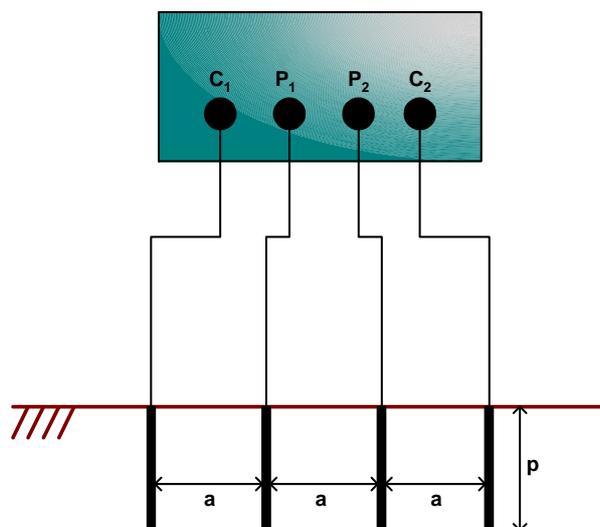


Figura 2.4 – Configuração do Método de Wenner.

Nesta configuração injeta-se corrente entre os terminais C_1 e C_2 e mede-se a queda de potencial causada pelo solo entre os terminais P_1 e P_2 . Estabelecendo-se a relação entre a tensão e a corrente medida, obtém-se o valor da resistência (R) no solo entre P_1 e P_2 , onde existe uma relação linear entre o valor da resistividade do solo e a resistência medida, conforme mostrada na equação (2.5):

$$\rho = \frac{4 \pi a R}{1 + \frac{2a}{\sqrt{a^2 + 4p^2}} - \frac{2a}{\sqrt{4a^2 + 4p^2}}} \quad (2.5)$$

Com a utilização de um afastamento entre as hastes relativamente grande, ou seja, para $a > 20p$, a equação (2.5) pode ser simplificada, como se observa em (2.6)

$$\rho = 2 \pi a R \quad (2.6)$$

A fim de se obter maior confiabilidade das medições realizadas, as medidas deverão ser levantadas em várias direções. Feitas as medições, uma análise dos resultados deve ser realizada para que os mesmos possam ser avaliados quanto a sua aceitação ou não.

Durante a medição devem ser observados os itens a seguir (FERREIRA, 2005):

- As hastes devem estar alinhadas, igualmente espaçadas e cravadas no solo a uma mesma profundidade (recomenda-se 20 a 30 cm);
- O aparelho deve estar posicionado simetricamente entre as hastes;
- As hastes devem estar bem limpas, principalmente isentas de óxidos e gorduras para possibilitar bom contato com o solo;
- A condição do solo (seco, úmido, etc.) durante a medição deve ser anotada;
- Não devem ser feitas medições sob condições atmosféricas adversas, tendo-se em vista a possibilidade de ocorrências de descargas atmosféricas;
- Não deixar que animais ou pessoas estranhas se aproximem do local;

- Deve-se utilizar calçados e luvas de isolamento para executar as medições;
- Verificar o estado do aparelho, inclusive a condição de carga da bateria;
- Examinar a integridade da fiação, principalmente no tocante a isolamento.

2.3. Considerações Finais

Neste capítulo foram abordadas as principais técnicas de medição de resistência de aterramento e resistividade do solo citadas na norma ANSI/IEEE Std. 81 (1983). Existem ainda outros métodos de medição, porém não são comumente utilizados devido ao fato de alguns apresentarem maior complexidade ou esforços computacionais.

Dos métodos descritos, alguns deles apresentam imprecisões quando aplicados em medições em campo devido ao fato de modificarem as características do solo ou estarem mais susceptíveis a interferências. Dessa forma, o método mais comumente utilizado para medição de resistência do solo é o método *Fall of Potential* e os métodos mais utilizados para medição de resistividade do solo são: Método de Wenner e método da variação da profundidade.

Dessa forma, buscou-se modelar o sistema para que fosse possível realizar a simulação do mesmo visando verificar qual dentre os métodos citados poderia ser mais facilmente adaptado às condições impostas pelo sistema em desenvolvimento. Logo, o Capítulo 3 aborda a modelagem de cada um dos elementos presentes em um sistema de aterramento, bem como a simulação de um sistema de aterramento presente no laboratório (BATLAB) visando validar sistema proposto e, posteriormente, implementar o protótipo para a realização de testes em campo

Capítulo 3 – Modelagem e Simulação de um Sistema de Aterramento

Visando a simulação de uma malha de aterramento torna-se necessário a modelagem dos componentes dos sistemas. Estes são as hastes, os cabos horizontais e o solo. Ademais, deve-se considerar também a interação existente entre o solo e a malha de aterramento, bem como a impedância mútua existente entre as hastes.

3.1. Modelagem do Sistema de Aterramento

O aterramento é a conexão intencional de um sistema à terra, e tem como finalidade principal a segurança das pessoas e equipamentos elétricos. Pode-se citar ainda como função do sistema de aterramento a proteção das instalações elétricas, a melhoria da qualidade dos serviços, principalmente dos sistemas de proteção e o estabelecimento de um referencial de tensão para a instalação (Cunha, 2003).

A funcionalidade dos sistemas de aterramento deve-se a equipotencialização da massa dos equipamentos a um potencial de referência. Dessa forma, as cargas estáticas, bem como eventuais descargas que poderiam gerar algum potencial na carcaça dos equipamentos são facilmente escoadas para a terra desde que o sistema de aterramento atenda a alguns requisitos, conforme determinado por norma.

Vale lembrar também que o sistema de aterramento pode atuar também como elemento essencial para o funcionamento adequado de dispositivos sensíveis que operam com comunicação. Este fato deve-se à susceptibilidade destes dispositivos às interferências eletromagnéticas, visto que a carcaça metálica destes é um dos responsáveis por captar radiações eletromagnéticas presentes no meio. Caso estas carcaças não estejam devidamente aterradas, estes sinais podem causar o mau funcionamento dos circuitos, gerando assim ruídos nos sinais de áudio, vídeo e até o comprometimento em pacotes de dados.

Dessa forma a implementação de um sistema de aterramento eficiente é de fundamental importância para o funcionamento de dispositivos elétricos em geral, bem como para a segurança e a qualidade de operação destes sistemas. Portanto, deve-se realizar um estudo bem detalhado a fim de projetar um sistema que atenda às normas vigentes e proporcione uma operação livre de interferências. Visando este estudo, será apresentada nos itens seguintes a modelagem dos principais componentes, os quais integram um sistema de aterramento.

3.1.1. Hastes

As hastes de aterramento são, de maneira geral, eletrodos cilíndricos de cobre e possuem diâmetros e comprimentos variados. São comumente encontrados no mercado e auxiliam na dissipação de correntes no solo.

O circuito equivalente de uma haste de aterramento é mostrado na Figura 3.1. Para baixas frequências até frequências da ordem de kHz (se o comprimento da haste for relativamente pequeno), a haste pode ser representada em termos de circuito, como uma impedância puramente resistiva como ilustrado na Figura 3.1a. Para estruturas de proteção com alturas consideráveis, existe o efeito indutivo dos cabos conectados a estas hastes, como ilustrado na Figura 3.1b. Para frequências muito altas (da ordem de MHz), o efeito da corrente de deslocamento, paralela à corrente de condução, deve ser levado em consideração através da capacitância paralela, como ilustrado na Figura 3.1c. Em casos mais gerais, considerando também a própria indutância da haste, tem-se o circuito equivalente da Figura 3.1d, o qual representa os três parâmetros do circuito equivalente de uma haste de aterramento (Caixeta, 2000).

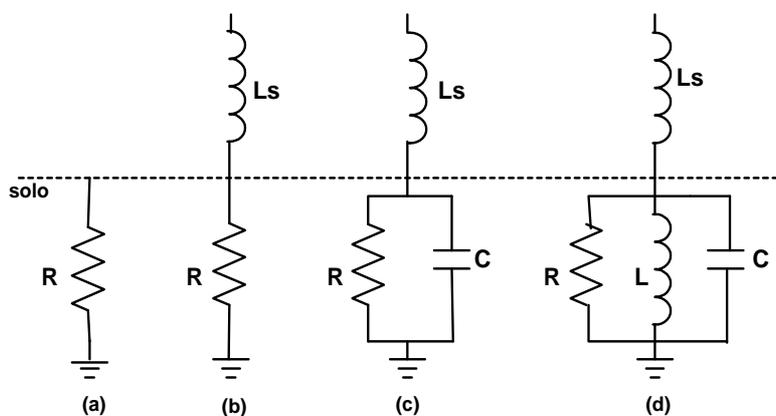


Figura 3.1 - Circuito equivalente de uma haste de aterramento

Para efeito de modelagem, deve-se determinar quais os parâmetros do circuito que compõe a haste. Dessa forma, a resistência de haste, sua capacitância e sua indutância podem ser calculadas pelas equações (3.1), (3.2), (3.3), respectivamente (Caixeta, 2000).

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma z} \left[\ln \left(\frac{2z}{r} \right) \right] \quad \Omega \quad (3.1)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon z}{\ln \left(\frac{2z}{r} \right)} \quad \text{F} \quad (3.2)$$

$$L = \frac{\mu z}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{2z}{r} \right) \right] \quad \text{H} \quad (3.3)$$

3.1.2. Cabos Horizontais

Uma malha de aterramento é formada por uma estrutura, onde as hastes são interligadas por cabos dispostos na horizontal. Cada cabo a uma profundidade “h” (m), por simplicidade, pode ser considerado como uma linha de transmissão e seus parâmetros indutivos e capacitivos. Neste estudo foi considerada a modelagem de uma linha de transmissão por meio de seu modelo π . A resistência (R_c), indutância (L_c) e capacitância (C_c) do cabo podem ser calculadas por meio das equações (3.4), (3.5), e (3.6). Vale destacar que todos estes parâmetros são calculados tendo como base 1m de comprimento de onda.

$$R_c = \frac{1}{2\pi\sigma} \left[\ln \left(\frac{2z}{\sqrt{2hr_c}} \right) - 1 \right] \quad (3.4)$$

$$L_c = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2h}{r_c} \right) \quad (3.5)$$

$$C_c = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \left(\frac{2h}{r_c} \right)} \quad (3.6)$$

3.1.3. Solo

Outro parâmetro que necessita ser modelado é o solo. De acordo com LEE, (2003), uma boa representação do solo, em termos de circuitos elétricos, é uma resistência e uma capacitância em paralelo.

A escala da frequência de operação deve ser selecionada levando em consideração os efeitos da corrosão, polarização do eletrodo e ressonância elétrica do circuito. Medições da resistência e da capacitância exibem efeitos de ressonância eletrônica em frequências maiores que 2 MHz: um típico circuito RLC ressonador para o qual a frequência ressonante depende do tamanho do nó, cabos e da condutividade do solo. Dados de resistência mostram uma resposta relativamente estável abaixo dos 500kHz. Por outro lado, medições de capacitância são constantes entre 100kHz e 2MHz somente para fluidos com baixa concentração iônica; os efeitos de polarização do eletrodo determinam a medição da capacitância em baixas frequências e alta concentração iônica (Lee, 2003).

Em resumo, a medição da resistência de terra pode ser realizada de maneira confiável entre 10Hz e 500 kHz e somente para solos de baixa condutividade (Lee, 2003).

A impedância do solo pode ser calculada de acordo com (3.7), e a resistência do solo e sua capacitância são calculadas por (3.8) e (3.9), respectivamente:

$$Z_{solo} = \left[\frac{1}{R_{solo}} + j\omega C_{solo} \right]^{-1} \Omega \quad (3.7)$$

$$R_{solo} = \alpha \rho_{solo} \quad \Omega \quad (3.8)$$

$$C_{solo} = \beta \varepsilon_0 k_{solo} \quad \Omega \quad (3.9)$$

3.1.4. Resistência Mútua entre as Hastes

Para que se calcule a impedância total de uma malha de aterramento é importante considerar o efeito da resistência mútua entre as hastes, a qual proporciona um aumento da impedância de aterramento do conjunto.

Esse efeito é criado devido à elevação de potencial de uma haste gerada pela corrente que flui em outra haste, reduzindo a eficiência da malha. Por outro lado, no caso dos condutores de interligação das hastes estarem enterrados no solo, há uma redução da resistência de aterramento do conjunto.

A resistência mútua dos cabos e eletrodos verticais pode ser calculada pela equação de Schwarz's, conforme mostrado em (3.10), e os coeficientes k_1 e k_2 , podem ser calculados por meio das equações (3.11), (3.12), e (3.13).

$$R_{mutua} = \frac{\rho_a}{\pi L_c} \left[\ln \left(\frac{2L_c}{L_r} \right) + \frac{k_1 L_c}{\sqrt{S}} - k_2 + 1 \right]^{-1} \Omega \quad (3.10)$$

$$k_1 = 1,14125 - 0,0425 k \quad (3.11)$$

$$k_2 = 5,49 - 0,1443 k \quad (3.12)$$

$$k = \frac{L_a}{H_a} \quad (3.13)$$

3.2. Simulação

Visando desenvolver e avaliar um algoritmo de medição capaz de ser implementado em hardware, o solo e o sistema de aterramento foi simulado utilizando o *software* MATLAB/SIMULINK[®] com o auxílio da biblioteca *SimPower Systems*[®].

Do ponto de vista computacional, a análise deste problema se mostra inviável em alguns casos em virtude do número de parâmetros necessários para representar um modelo das estruturas de aterramento que, normalmente, é tão grande que torna difícil a escolha de valores iniciais para tais parâmetros de forma a obter a convergência do algoritmo de solução em um período de tempo aceitável. Desse modo, a seleção dos valores iniciais é de fundamental importância no processo de solução.

Logo, nota-se que a análise de sistemas de aterramento é um pouco complexa. Entretanto, uma boa simplificação deste problema pode ser obtida particionando-o em

subproblemas de menor complexidade. Neste contexto, o sistema foi modelado de acordo com os parâmetros construtivos do sistema de aterramento mostrados na TABELA 3.1.

TABELA 3.1
Valores utilizados no modelo de simulação

Parâmetro	Valor
r (raio da haste)	8 mm
z (comprimento da haste)	2,4 m
σ (condutividade do solo)	$1/70 (\Omega\text{m})^{-1}$
μ (permissividade magnética do solo)	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$
ϵ (permissividade dielétrica do solo)	$1,3281 \cdot 10^{-9} \text{ F/m}$
h (profundidade do cabo)	0,5 m
b (profundidade da haste)	0,4 m

A simulação foi realizada tomando como base a malha de aterramento que atende os blocos 1 e 2 do BATLAB (Laboratório de Inteligência Artificial, Sistemas Digitais e Eletrônica de Potência). A Figura 3.2 mostra um esquemático desta malha.

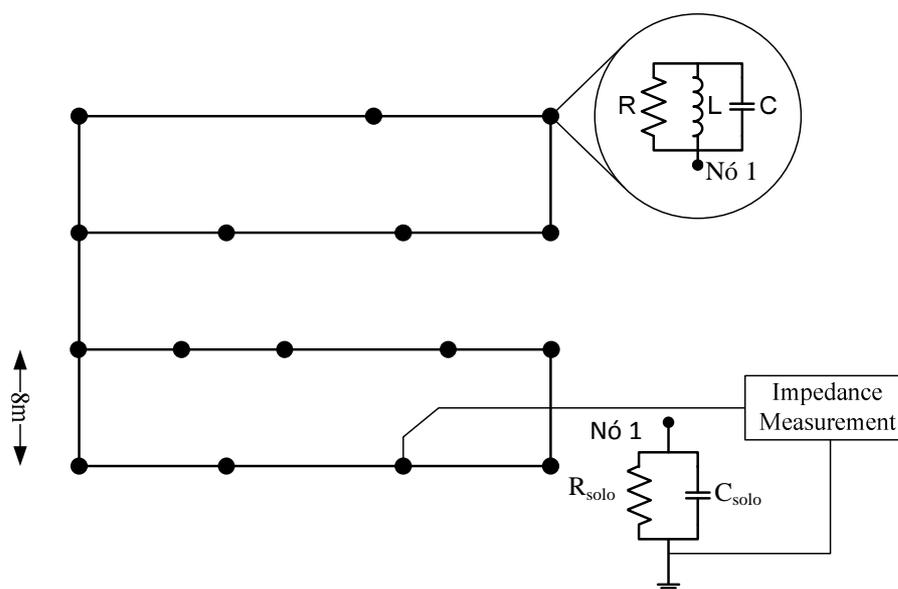


Figura 3.2 – Malha de aterramento utilizada na simulação.

A simulação da malha de aterramento foi realizada de duas formas: inicialmente, somente a impedância foi medida em função da variação da frequência por meio de um bloco existente no *toolbox SimPower System*[®]; posteriormente foi adicionado um inversor ao modelo e a impedância foi medida em alguns pontos, sempre com a injeção de um sinal de caráter senoidal de 1kHz modulada na frequência de 25kHz.

3.2.1. Resultados de Simulação

3.2.1.1. Estratificação do Solo por Meio do Método de Wenner

Com o intuito de representar o sistema de aterramento da forma mais fiel possível, foi realizada a estratificação do solo em local próximo à malha de aterramento implementada em quatro camadas por meio do método de Wenner. A estratificação do solo realizada é mostrada na Figura 3.3, a qual “H” indica a profundidade da resistividade em determinada camada e “a” indica a distância entre os eletrodos no arranjo de Wenner. Para tal foi utilizado o *software* TecAt Plus 3.2.4 e os resultados obtidos são mostrados na TABELA 3.2

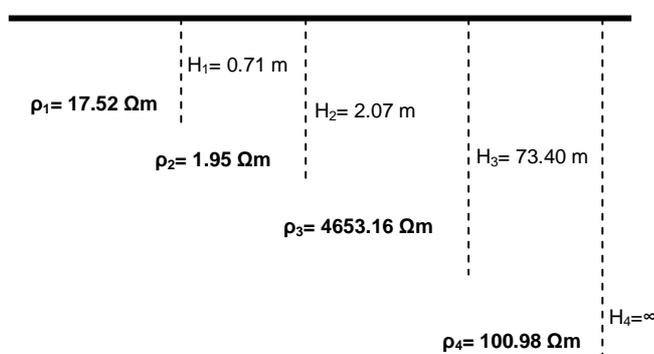


Figura 3.3 – Medição da Resistividade do Solo.

TABELA 3.2
Medições de resistência e resistividade

a (m)	Resistência (Ω)	Resistividade (Ω.m)
1	1.32	10.16
2	0.38	5.09
3	0.30	5.83
4	0.27	6.90
6	1.28	48.63
8	0.24	12.12
12	0.27	20.40
16	0.30	30.19
24	0.40	60.35
36	0.37	83.71

Nota-se que a resistividade do solo varia entre 1,95Ωm na segunda camada e 4653,16 Ωm na terceira camada. Posteriormente, novas medições foram realizadas na malha de aterramento. Logo, a resistência do solo foi medida e a sua capacitância calculada,

conforme equação (3.9). Dessa forma a resistência e a capacitância obtida foram, respectivamente, $R_{solo} = 5.13\Omega$ e $C_{solo} = 40.1 \text{ pF}$.

3.2.1.2. *Medição da Impedância de Aterramento por Meio do Bloco Impedance Measurement*

O bloco *Impedance Measurement* do SIMULINK[®] atua como uma placa de aquisição. Os resultados obtidos são descritos na Figura 3.4. A curva de impedância varia de acordo com a frequência, entre 0 e 500kHz. Nota-se que os valores são bem próximos à resistência do solo, evidenciando que a malha de aterramento interfere pouco na resistência do solo, proporcionando apenas um caminho para escoar a corrente.

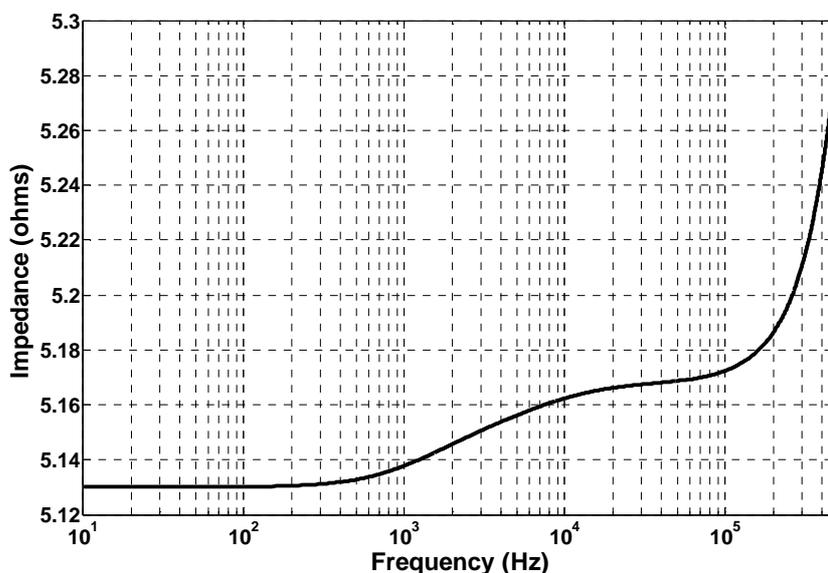


Figura 3.4 – Medição da impedância do sistema em função da frequência.

3.2.1.3. *Medição da Impedância de Aterramento com o Inversor Proposto*

Um inversor monofásico em ponte completa foi utilizado para injetar na malha de aterramento uma corrente senoidal de 1kHz modulado por meio de uma portadora triangular de 25kHz. A Figura 3.5 mostra o modelo utilizado nesta simulação.

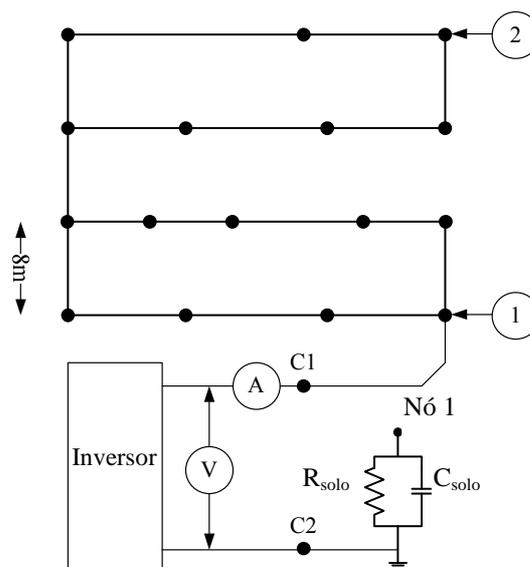


Figura 3.5 – Modelo de medição da impedância de aterramento desenvolvido.

Os sinais de tensão e corrente oriundos dos sensores são gerados a partir da técnica de modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) com frequência fundamental de 1kHz modulada por uma portadora triangular de 25kHz. Entretanto, devido ao fato do inversor não apresentar filtro de saída no circuito de potência, os filtros foram inseridos no circuito de condicionamento de sinais, representado na Figura 3.6 pelo bloco de processamento de sinais, sendo um passa baixa com frequência de corte em 2kHz para eliminar as altas frequências devido ao chaveamento e outro passa alta com frequência de corte de 300Hz visando eliminar as interferências de baixa frequência causados pela fundamental da rede de 60Hz. A Figura 3.6 mostra o modelo utilizado na simulação.

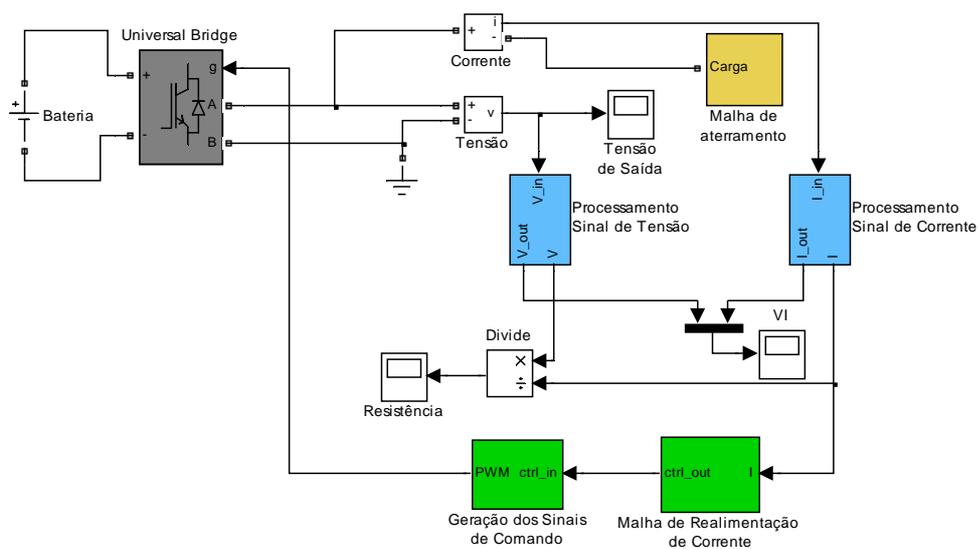


Figura 3.6 – Modelo de medição da impedância de aterramento simulado.

Para o cálculo da impedância de aterramento é injetado no solo uma corrente eficaz constante de $3,5A_{\text{rms}}$. A malha de realimentação do inversor é composta por um PID lento com a característica de definir o índice de modulação, visto que este é um inversor fonte de tensão e a realimentação é controlada pelo valor eficaz da corrente, conforme mostrado na Figura 3.7.

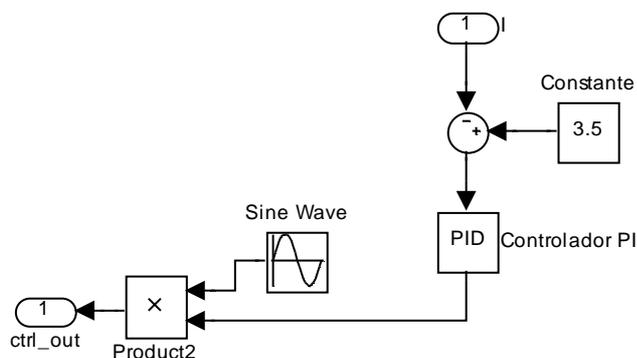


Figura 3.7 – Malha de realimentação do conversor.

Os sinais de comando dos interruptores são gerados pela comparação entre o sinal de saída do controlador e duas ondas triangulares defasadas de 180° e, posteriormente, enviados aos interruptores do inversor, gerando uma modulação em 3 níveis, conforme mostrado na Figura 3.8.

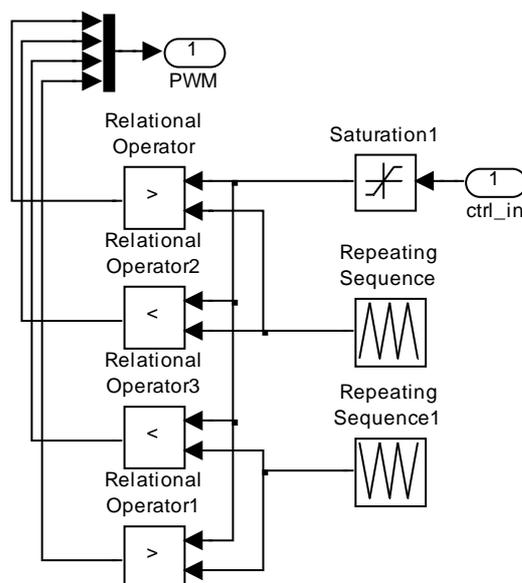


Figura 3.8 – Geração dos sinais de comando dos interruptores.

A Figura 3.9 mostra a tensão de saída do conversor e a Figura 3.10 mostra a tensão e a corrente após a filtragem e processamento dos sinais oriundos do sensor.

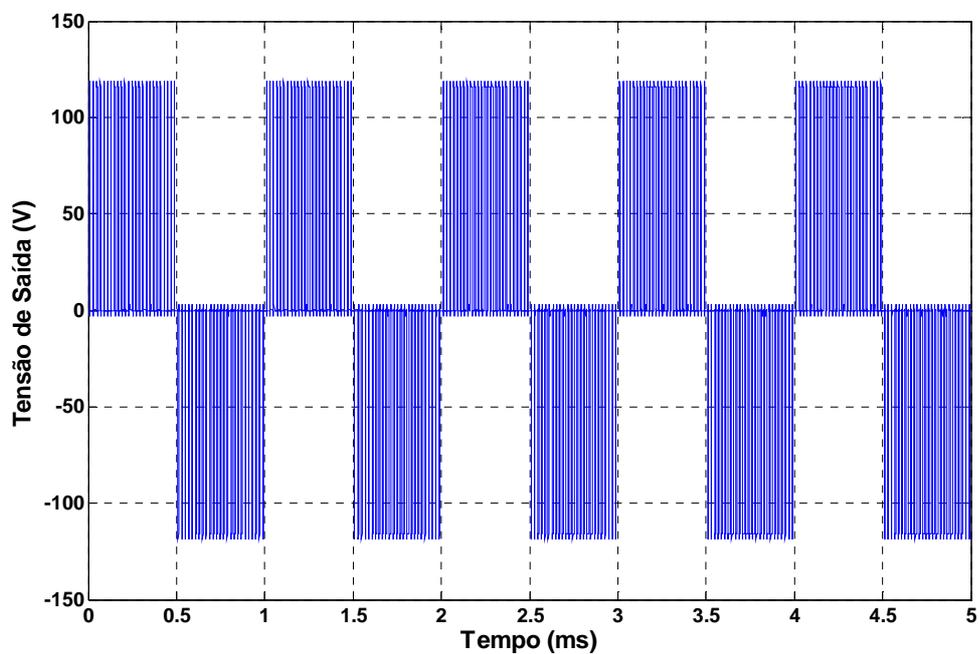


Figura 3.9 – Tensão de saída do conversor.

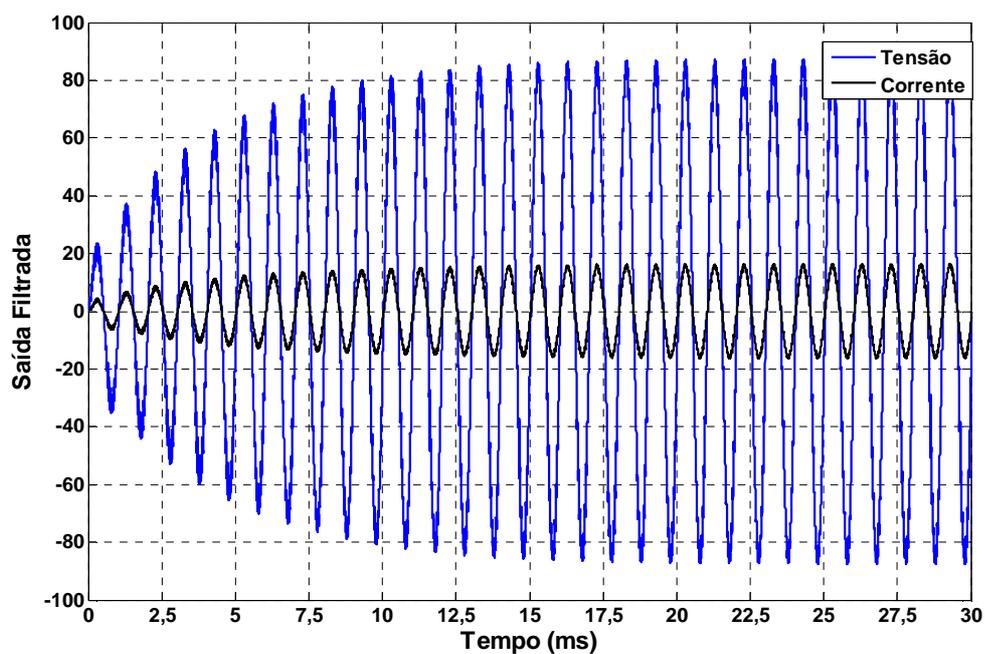


Figura 3.10 – Tensão e corrente filtrada dos sinais oriundos do sensor.

O cálculo da impedância do sistema de aterramento é baseado na divisão da tensão eficaz pela corrente eficaz medida na saída do inversor. Dessa forma, a impedância foi medida em dois pontos distintos da malha de aterramento, conforme mostrado na Figura 3.5. As Figuras 3.11 e 3.12 mostram os resultados obtidos nos pontos 1 e 2 respectivamente.

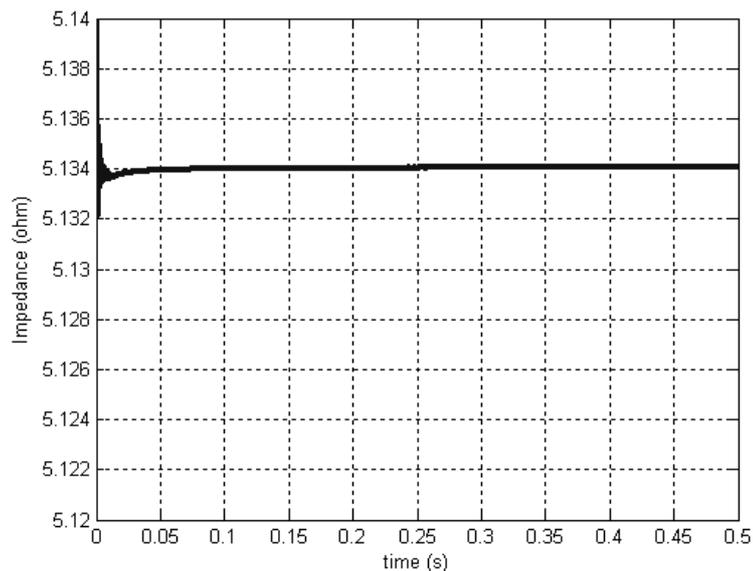


Figura 3.11 – Medição da impedância de aterramento - Ponto 1.

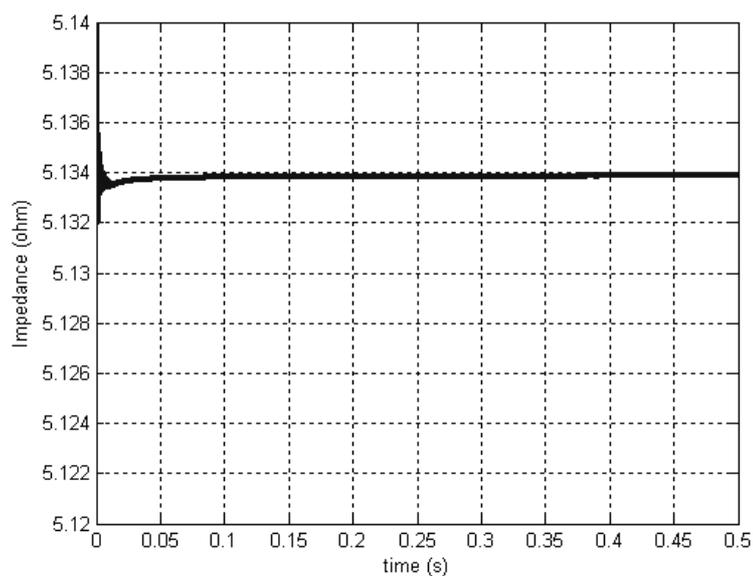


Figura 3.12 – Medição da impedância de aterramento - Ponto 2.

Nota-se que ambos os resultados são muito próximos, o que confirma que os parâmetros da malha não tem grande relevância nas medidas. Entretanto, houve um transitório inicial em ambos os pontos medidos. Este fato deve-se à convergência dos cálculos realizados visto que são utilizados valores eficazes de tensão e corrente calcular a resistência.

3.2.1.4. Comparação Entre as Duas Simulações

Os dois casos apresentados anteriormente são importantes, pois são capazes de evidenciar como o sistema de aterramento se comporta perante a injeção de correntes em frequências variáveis.

Dessa forma, pode-se evidenciar que para altas frequências, a impedância do solo sofre variações devida a capacitância apresentada no modelo, mas os resultados obtidos mostram claramente que mesmo para frequências como 25kHz em comparação com frequências mais baixas, são bastante semelhantes. Vale lembrar também que sinais de baixa frequência são mais difíceis de filtrar quando comparados a sinais em alta frequência.

Outro fato relevante é que a impedância do sistema de aterramento não é apenas uma resistência pura, a capacitância do solo e a indutância das hastes e dos cabos também está presente, o que confirma que a impedância do sistema varia de acordo com a frequência.

Logo, nota-se a necessidade de desenvolvimento de um sistema que além da flexibilidade para realizar medições em malhas existentes, possua também a características de filtrar as interferências oriundas da frequência fundamental e estimar parâmetros como a resistência, resistividade e reatâncias relevantes em sistemas elétricos em regime normal de operação.

Buscando atender a estes requisitos, foi desenvolvido um protótipo que seja capaz de realizar medições em malhas de aterramento mesmo sob presença de interferências causadas por potenciais induzidos devido à operação normal do sistema. Dessa forma, no próximo capítulo serão abordados os requisitos adotados na realização do projeto deste protótipo visando atender a sua aplicação.

Capítulo 4 - Projeto e Implementação Física

4.1.Requisitos de Projetos

Antes da implementação, havia dúvidas quanto ao nível de ruído presente nas medições, devido às interferências características do sistema e à sensibilidade dos sensores. Dessa forma, optou-se pelo projeto de um protótipo que fosse capaz fornecer corrente eficaz de até 7A, alimentado por uma banco de baterias de com tensão acima de 150V.

Operando desta forma, não haveria risco de saturação na sua modulação e, baseado no ajuste da corrente injetada, seria possível adequar a faixa de medição de impedância para os valores obtidos na prática em sistemas de aterramento. Logo, estas características levaram à implementação de um protótipo de 1kVA.

A topologia adotada foi um inversor em ponte completa. Entretanto, durante as medições iniciais notou-se que era possível eliminar o filtro de saída no inversor, e verificou-se que a implementação de filtros analógicos do circuito de condicionamento se mostrou suficiente para obter um sinal, necessário para o cálculo da impedância. Logo, os sinais de tensão e corrente são amostrados por sensores e posteriormente são filtrados por uma placa de condicionamento e aquisição de sinais. As vantagens de eliminar o filtro de saída do inversor são a redução de tamanho e peso do protótipo, além de uma melhora considerável no rendimento do sistema, resultando assim em uma maior autonomia do banco de baterias.

O protótipo deve operar sob diversas condições de carga que irão variar de acordo com o tipo de solo e malha de aterramento que serão submetidas às medições. Dessa forma, a malha de compensação do inversor foi dimensionada para ter uma resposta dinâmica lenta proporcionando maior estabilidade ao sistema.

Este trabalho busca, além da simulação, a implementação física do sistema. Dessa forma, é importante que os valores dos componentes utilizados tanto para os circuitos de potência do conversor, quanto para os circuitos de condicionamento e controle sejam aproximados para os valores comerciais de modo que os resultados de simulação se tornem mais fiéis aos resultados experimentais.

A seguir, por meio do diagrama de blocos mostrado na Figura 4.1, tem-se uma visão geral da estratégia de condicionamento dos sinais monitorados e de controle do inversor.

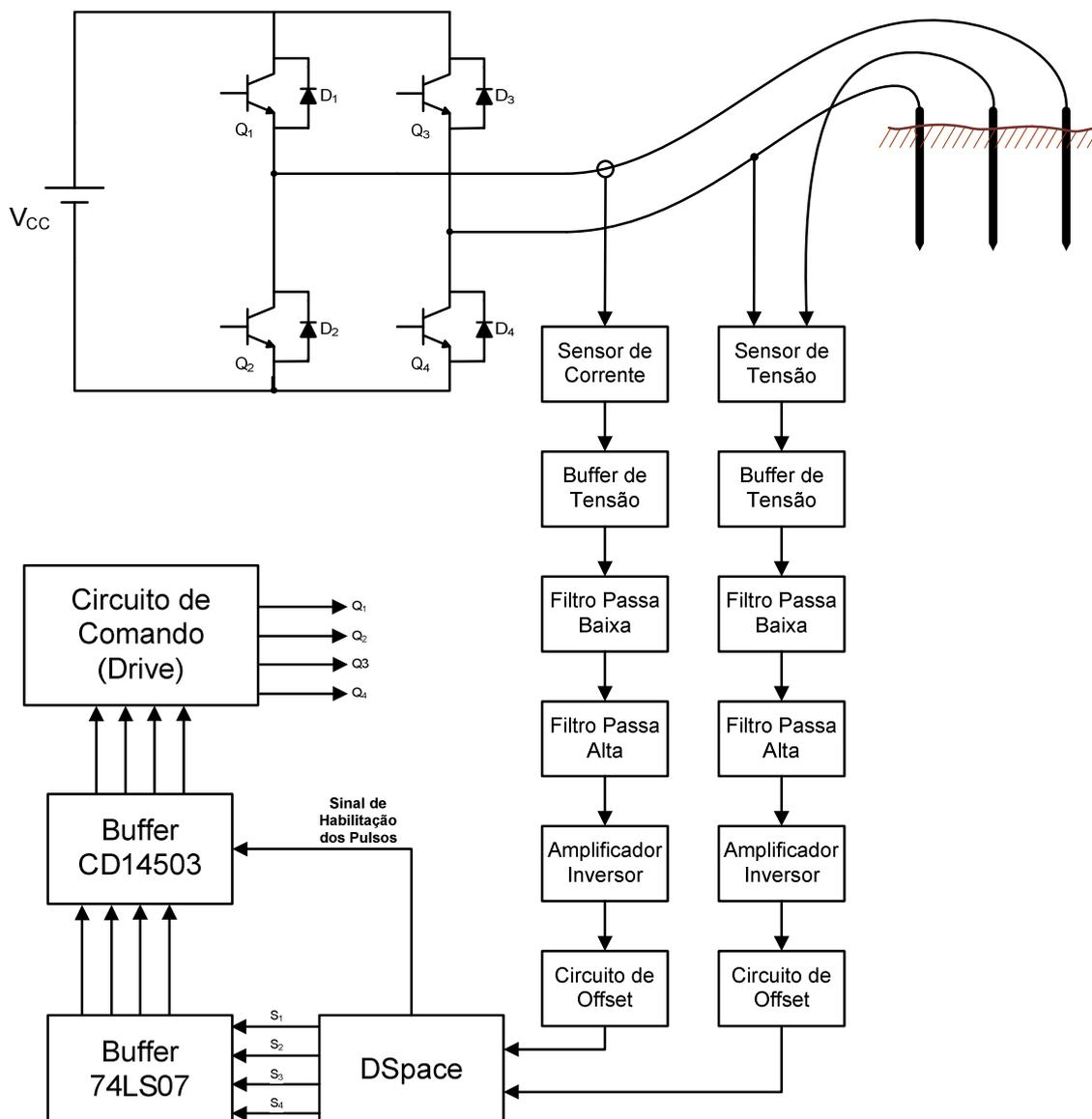


Figura 4.1 – Visão geral da estratégia de condicionamento de sinais.

4.2. Projeto do Circuito de Condicionamento de Sinais

Os sinais de tensão e corrente são amostrados por sensores de efeito Hall e, posteriormente, passam por circuitos de ganho, *offset*, filtros e buffer antes de serem enviados ao sistema de controle. Isto deve-se ao ajuste necessário para que o sinal amostrado seja adequado a níveis aceitáveis aos circuitos de aquisição e controle do sistema.

Para as frequências utilizadas a impedância medida pelo sistema apresenta parte resistiva mais significativa e predominante sobre a indutiva ou capacitiva. Dessa forma a defasagem entre tensão e corrente se torna pequena e suas formas quase idênticas, ou seja,

a corrente quase não possui deformação quando comparada com a tensão modulada pelo inversor. Conseqüentemente, o circuito de condicionamento dos sinais de tensão e corrente torna-se quase idêntico, diferindo apenas pelo ganho. Tendo em vista os circuitos é que como circuito em questão são utilizados no tratamento de sinais, se faz necessária a utilização de amplificadores operacionais de instrumentação como o LF351, que foi adotado em todo o circuito de condicionamento de sinais e controle.

4.2.1. Circuito de Buffer de Tensão

Antes de passar pelos filtros, os sinais oriundos dos sensores, necessitam passar por um buffer de tensão evitando assim a deformação dos sinais. O circuito foi montado utilizando amplificadores operacionais, conforme mostrado Figura 4.2.

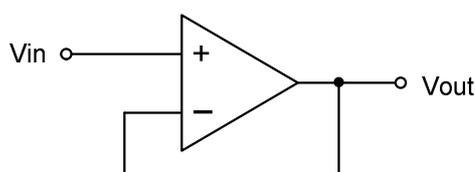


Figura 4.2 - Circuito de buffer.

4.2.2. Circuitos de Filtro

Conforme descrito anteriormente, os sinais oriundos dos sensores estão modulados e devem ser filtrados pelo circuito de condicionamento. Dessa forma foram utilizados dois filtros em cascata, sendo um passa-alta e um passa-baixa de 2ª ordem. O circuito de condicionamento de tensão e corrente são iguais com o intuito de evitar interferências devido ao atraso causado pelos filtros, visto que a mesma fase é inserida nos dois sinais.

4.2.2.1. Filtro Passa-Baixa de Segunda Ordem

A Figura 4.3(a) mostra a estrutura geral de um filtro passa-baixa Sallen-Key (Kugelstadt, 2009). O ganho do circuito pode ser controlado pela seleção dos valores dos resistores R3 e R4, de acordo com a equação (4.1). Por outro lado, pode-se utilizar uma estrutura mais simplificada quando deseja-se um ganho unitário, conforme mostrado na Figura 4.3(b). Esta estrutura Sallen Key simplificada é mais utilizada em aplicações com alta acurácia do ganho e baixo fator de qualidade do filtro.

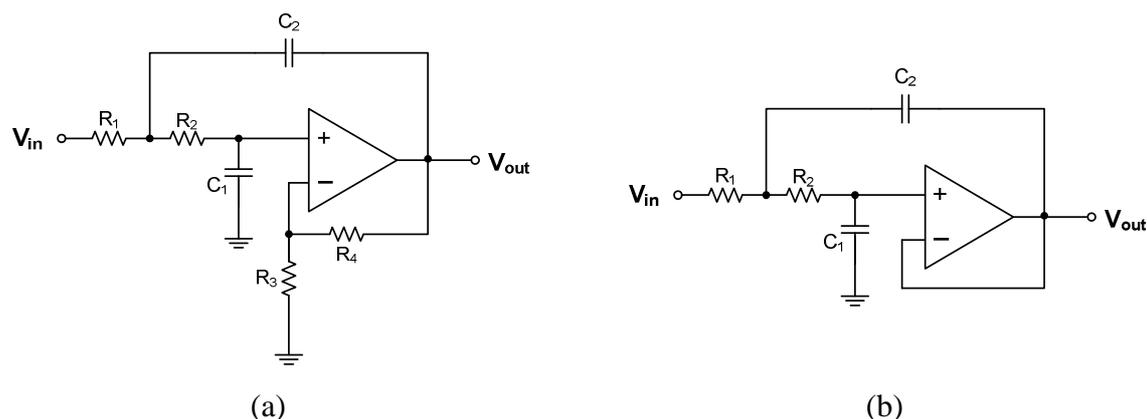


Figura 4.3 – Filtro passa-baixa Sallen Key.

$$A_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (4.1)$$

A função de transferência da estrutura geral do filtro Sallen-Key passa-baixa descrito é apresentada em (4.2). Para a estrutura com ganho unitário, basta substituir o ganho da equação (4.2) por 1 para obter a função de transferência simplificada, conforme mostrado na equação (4.3)

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_0)R_1C_2]s + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 s^2} \quad (4.2)$$

$$A(s) = \frac{1}{1 + \omega_c C_1 (R_1 + R_2)s + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 s^2} \quad (4.3)$$

O filtro proposto implementa três aproximações básicas (Butterworth, Bessel, ou Chebyshev), de acordo com a escolha do fator de qualidade (Q). Existe ainda uma relação entre as frequências de corte e os polos, conforme mostrado na equação (4.4). A Tabela 4.1 mostra a relação entre a aproximação e o fator de qualidade

TABELA 4.1
Relação entre a aproximação e o fator de qualidade do filtro

Aproximação	Fator de Qualidade (Q)	Constante k_c
Butterworth	0,707	1
Bessel	0,577	0,786
Chebyshev	0,75	0,471
Chebyshev	0,8	0,661
Chebyshev	1	1

$$f_c = k_c f_p \quad (4.4)$$

Vale lembrar também que o fator de qualidade do filtro é calculado pela razão entre a frequência de ressonância e a largura de banda. A Figura 4.4 mostra a relação entre o fator Q e o ganho do filtro, em função da frequência.

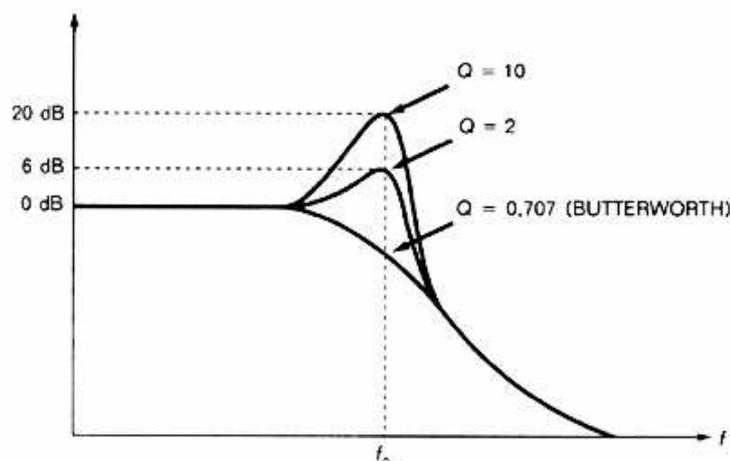


Figura 4.4 – Relação entre o fator Q e o ganho do filtro.

A frequência de corte e o fator de qualidade do filtro podem ser calculados por meio das equações (4.5) e (4.6), respectivamente

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.5)$$

$$Q = \frac{1}{2\pi f_c C_1 (R_1 + R_2)} \quad (4.6)$$

Para dimensionar os componentes que compõe o filtro com base em uma frequência de corte definida, basta assumir um valor de resistência $R = R_1 = R_2$ e o tipo de aproximação a ser realizada (a qual definirá um valor para Q) e isolar C_1 na equação (4.6), conforme mostrado em (4.7). Posteriormente isola-se a variável C_2 na equação (4.5), obtendo assim a equação (4.8).

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_c QR} \quad (4.7)$$

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 R^2 C_1} \quad (4.8)$$

Visando simplificar o dimensionamento para a aproximação de Butterworth é comum adotar também o valor dos capacitores como sendo $C = 2C_1 = C_2$. Neste caso, por meio de manipulações algébricas nas equações (4.5) e (4.6), a frequência de corte é simplificada, conforme mostrado na equação (4.9), e o valor de R pode ser facilmente calculado depois de definida uma frequência de corte.

$$f_c = \frac{\sqrt{2}}{2\pi RC} \quad (4.9)$$

4.2.2.2. Filtro Passa-Alta de Segunda Ordem

A estrutura passa-alta é semelhante à estrutura passa-baixa vista anteriormente. Apenas trocando os capacitores por resistores e os resistores por capacitores, obtemos o circuito passa alta, conforme mostrado na Figura 4.5.

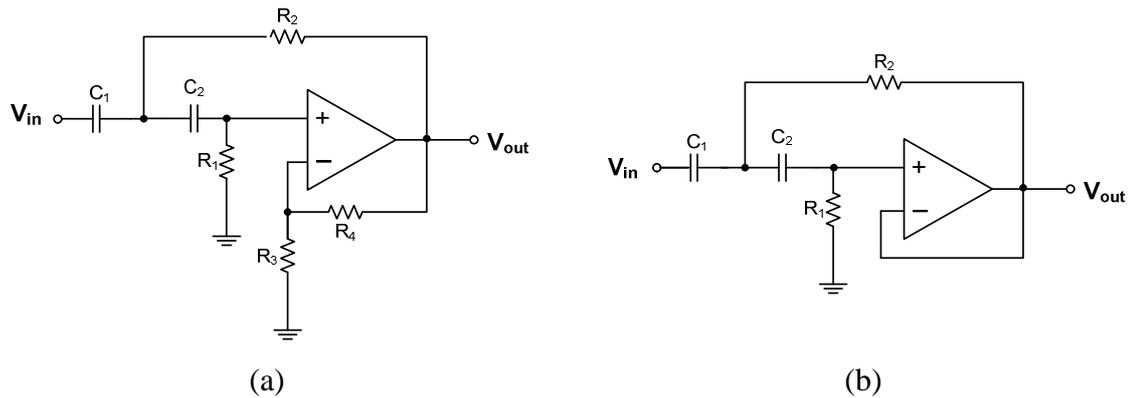


Figura 4.5 – Filtro passa-alta Sallen Key.

A função de transferência da estrutura geral do filtro Sallen-Key passa-alta descrito é apresentada em (4.10) (Kugelstadt, 2009). Para a estrutura com ganho unitário, basta substituir o ganho da equação (4.10) por 1 e assumir um valor de capacitância $C = C_1 = C_2$ para obter a função de transferência simplificada, conforme mostrado na equação (4.11).

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1 C_2(1 - A_0)}{\omega_c R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{s} + \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{s^2}} \quad (4.10)$$

$$A(s) = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega_c R_1 C} \frac{1}{s} + \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C_2} \frac{1}{s^2}} \quad (4.11)$$

O equacionamento do filtro passa-alta é semelhante ao caso do filtro passa-baixa. A frequência de corte e o fator de qualidade do filtro podem ser calculados por meio das equações (4.12) e (4.13), respectivamente

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.12)$$

$$Q = \frac{1}{2\pi f_c R_2 (C_1 + C_2)} \quad (4.13)$$

Para dimensionar os componentes que compõe o filtro com base em uma frequência de corte definida, basta assumir um valor da capacitância $C = C_1 = C_2$ e o tipo de aproximação a ser realizada (a qual definirá um valor para Q) e isolar R_2 na equação (4.13), conforme mostrado em (4.14). Posteriormente isola-se a variável R_1 na equação (4.12), obtendo assim a equação (4.15).

$$R_2 = \frac{1}{4\pi f_c Q C} \quad (4.14)$$

$$R_1 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C^2 R_2} \quad (4.15)$$

Visando simplificar o dimensionamento para a aproximação de Butterworth é comum adotar também o valor dos capacitores como sendo $R = R_1 = R_2$. Neste caso a frequência de corte é simplificada e , por meio de manipulações algébricas nas equações (4.12) e (4.13), conforme mostrado na equação (4.9), e o valor de R pode ser facilmente calculado depois de definida uma frequência de corte.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.16)$$

4.2.3. Amplificador Inversor

A saída dos sensores normalmente apresenta níveis diferentes do máximo permitido aos conversores analógico/digitais (AD) presentes em controladores digitais. Dessa forma, faz-se necessário a utilização de um estágio de ganho visando adequar a amplitude da saída do sensor ao sistema de aquisição. Um circuito de ganho pode ser facilmente implementado por meio de um amplificador inversor, conforme mostrado na Figura 4.6.

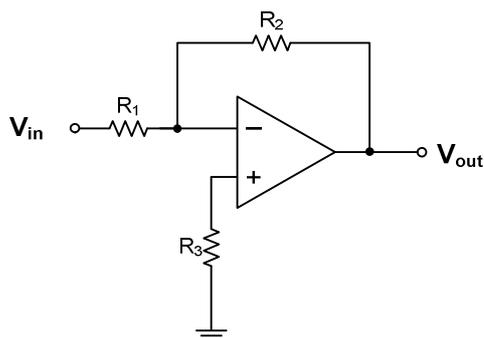


Figura 4.6 – Amplificador Inversor.

O ganho do circuito é dado pela equação (4.17). Observa-se que esta configuração inverte a fase do sinal devido sua entrada ser a entrada inversora

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.17)$$

4.2.4. Circuito de Offset

A saída dos sensores, além de poder apresentar níveis diferentes do máximo permitido pelos conversores A/D, sua saída pode assumir valores positivos e negativos. Entretanto, as muitas tecnologias usadas para controle digital restringem os sinais de realimentação nos A/D's valores positivos. Dessa forma, faz-se necessário a utilização de um estágio de *offset*.

Um circuito de *offset* consiste em somar ao sinal um nível CC e pode ser implementado por meio de um somador inversor onde uma das entradas é o sinal e a outra é um nível CC de *offset* a ser inserido no sinal, conforme mostrado na Figura 4.7. A saída de um somador inversor de duas entradas é dada pela equação (4.18)

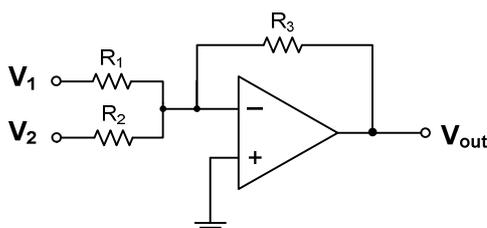


Figura 4.7 – Amplificador Somador Inversor.

$$V_o = -R_3 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \quad (4.18)$$

Visando simplificar o circuito é comum adotar $R_1 = R_2 = R_3 = R$, fazendo assim com que o ganho do circuito seja unitário, conforme se observa em (4.19)

$$V_o = -(V_1 + V_2) \quad (4.19)$$

Observa-se que esta configuração também inverte a fase do sinal. Entretanto, quando utiliza-se o amplificador inversor em cascata com o somador inversor a saída global não apresenta inversão de fase.

Devido a realização do controle do conversor por valores médios, não se faz necessário a preocupação com a fase do sinal. Entretanto, adequar o sinal torna o sistema mais visual, facilitando assim a detecção de problemas, validação dos circuitos e manutenção.

4.2.5. Supervisor de Aquecimento

Os conversores de eletrônica de potência operam basicamente por meio do chaveamento de semicondutores e de acumuladores de energia. Quando estes circuitos operam com elevada potência há um acréscimo na dissipação de potência por efeito Joule, principalmente nos semicondutores. Entretanto, há uma temperatura limite de operação, especificado pelo fabricante, para que o dispositivo funcione adequadamente, ou seja, não ocasionando a queima do componente.

Para que o circuito funcione adequadamente, é necessário que esta energia da junção semicondutora seja dissipada, caso contrário ocasionará a queima do componente. Visando a dissipação desta energia, é usual projetar sistemas de dissipação de calor compostos por dissipadores e *coolers* de refrigeração. Entretanto, caso haja algum problema como, por exemplo, o mau funcionamento do *cooler* ou a interrupção da entrada ou saída de ventilação ou ainda como sobrecarga de duração considerável, isso poderá ocasionar a queima do circuito.

Dessa forma, um sistema supervisor de aquecimento pode ser capaz de evitar a queima do circuito, proporcionando ainda a segurança aos usuários que o operam, sendo assim, quando há um acréscimo na temperatura do conversor, o sistema supervisor de temperatura

pode interferir no circuito de controle e desabilitar os sinais de comando que são enviados aos interruptores do conversor.

Uma opção que pode ser adotada na implementação deste circuito é a utilização de um termostato composto por um bimetálico que aciona um contato normalmente aberto (N.A.) caso a temperatura ultrapasse a temperatura limite de operação dos semicondutores. Dessa forma, um sinal seria enviado ao circuito de controle que é responsável por desabilitar os sinais de comando enviados ao conversor

4.2.6. Condicionamento dos Sinais de Comando dos Interruptores

Os *chips* que utilizam tecnologias digitais possuem alimentação de 3,3V ou 5V, e fornecem em suas saídas sinais de mesma amplitude. Porém, a tensão de disparo de MosFET's ou IGBT's é tipicamente 15V, além de necessitar de uma maior potência do que a fornecida pelas saídas dos circuitos digitais em função das correntes de carga e descarga das capacitâncias de gate. Dessa forma, faz-se necessário a implementação de circuitos de *buffer* e *driver* visando adequar a tensão oriunda dos dispositivos digitais para acionar os interruptores.

Além disso, é também interessante que os circuitos de proteção atuem facilmente no desligamento dos sinais de comando dos interruptores, sendo assim, estes circuitos devem prever portas de habilitação e desligamento dos pulsos. A Figura 4.8 mostra um diagrama de blocos onde são interligados dois *chips*: o 74LS07 e o CD14503. O primeiro com a função de converter o sinal de entrada para 15V e o segundo com a função de buffer de corrente, além da opção de habilitar ou não os pulsos que são enviados aos interruptores por acionamento externo.

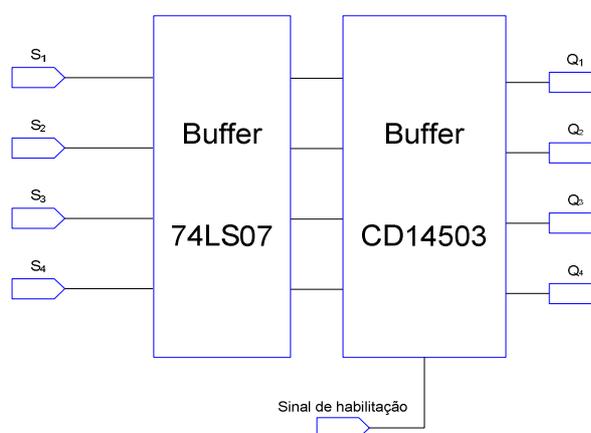


Figura 4.8 – Circuito de *buffer* e *driver* com entrada de habilitação dos pulsos.

O circuito de *drive* das chaves deve possuir ainda um sistema de intertravamento e tempo morto para que não ocorra simultânea ligação de duas chaves do mesmo braço do inversor. Este cuidado impede que o barramento CC seja curto-circuitado provocando esforços desastrosos nos interruptores ou chaves de potência. Outro fato importante é que esta proteção é mais eficiente quando implementada em hardware por meio de um circuito dedicado.

4.3. Circuito de potência

Buscando desenvolver um protótipo funcional que apresente operação simplificada, optou-se pela utilização de um inversor monofásico de tensão no circuito de potência. Dentre suas características vale ressaltar a possibilidade da modulação do sinal em frequência e amplitude, bem como mobilidade das fontes de energia utilizadas (baterias).

O solo em conjunto com o sistema de aterramento apresenta comportamento predominantemente resistivo, o que favorece converter uma fonte de tensão em fonte de corrente. Dessa forma se torna relativamente simples realizar o controle da corrente injetada no solo baseado na modulação da amplitude da tensão do conversor.

Além disso, a topologia em ponte completa para o inversor monofásico de tensão, quando comparado com outras topologias destinadas a funções similares, apresenta algumas características peculiares. Dentre as principais podem-se destacar os baixos esforços de corrente e de tensão nos interruptores. Estas características acabam determinando a escolha desta topologia para situações onde a potência a ser processada ultrapassa 1kVA. As dificuldades desta estrutura estão no número de interruptores e no fato de serem necessários sinais de comando isolados para os interruptores. A Figura 4.9 apresenta o circuito da topologia do conversor CC/CA em ponte completa.

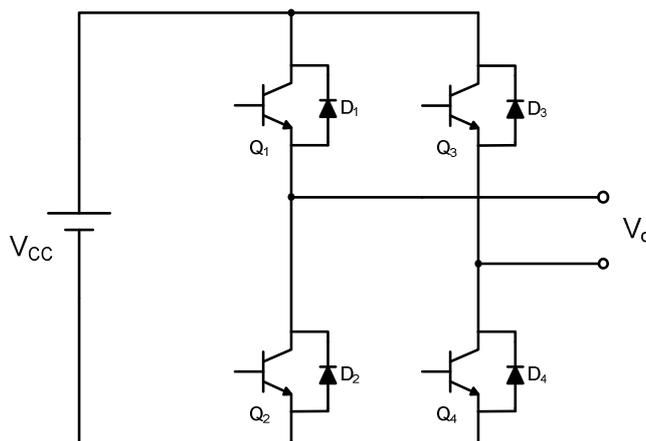


Figura 4.9 - Circuito de potência do conversor.

Os interruptores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 são acionados de acordo com a filosofia de chaveamento a ser empregada. Como discutido na seção anterior, o sistema de controle deve apresentar ainda intertravamento e tempo morto, para que não ocorra o acionamento de dois interruptores do mesmo “braço” simultaneamente.

4.3.1. Estratégias de Modulação.

O princípio de funcionamento do inversor de tensão está ligado a uma estratégia de modulação a qual os componentes eletrônicos de comutação são submetidos. Na literatura existem diversas estratégias de modulação propostas, entre as quais pode-se citar a modulação por pulso único, por largura de pulsos múltiplos e iguais entre si (PWM) e por largura de pulso senoidal (SPWM).

A modulação por largura de pulso (PWM) fornece aos interruptores um sinal de comando em frequência fixa capaz de variar a razão cíclica de acordo com uma onda portadora, geralmente triangular. A tensão de saída gerada é uma seqüência de pulsos determinada pela razão cíclica imposta que possui a frequência fundamental da onda modulante, e componentes harmônicos relacionados com a frequência da onda portadora (Bose, 2006). Entretanto nesta seqüência de pulsos os componentes harmônicos indesejados devem ser minimizados.

Atualmente, a modulação SPWM vem sendo bastante utilizada em dispositivos destinados à aplicações industriais. Entre os pontos positivos da sua vasta utilização destacam-se a operação em frequência fixa e o conteúdo harmônico deslocado para altas frequências utilizando-se uma portadora (Erickson, 1997). Com a utilização de frequência

fixa, o projeto dos componentes magnéticos se torna mais simples devido ao fato de tais componentes necessitarem responder a uma menor faixa de frequência, tendo em vista que quando a frequência é variável, os componentes devem responder a toda a faixa de utilização. Outro fato importante é que o deslocamento do conteúdo harmônico para altas frequências proporciona a diminuição dos elementos de filtragem, resultando, conseqüentemente em redução de peso e custo.

Para que a relação entre o sinal de controle e a tensão média de saída seja linear, a portadora deve apresentar uma variação linear. Ademais, a sua frequência deve ser, pelo menos, 20 vezes maior do que a maior frequência do sinal modulante, devido à resolução do sinal obtido e de modo que seja relativamente fácil filtrar o valor médio do sinal modulado, recuperando sobre a carga uma tensão contínua proporcional à tensão de controle (Pomilio, 2009).

Neste trabalho foi adotada a SPWM de três níveis, conhecida como SPWM unipolar, que além de proporcionar o deslocamento do conteúdo harmônico para altas frequências, possui a característica de que os interruptores Q_1 e Q_3 ou Q_2 e Q_4 também podem conduzir simultaneamente para a geração do vetor nulo.

Para a obtenção do sinal de comando dos interruptores é realizada uma comparação entre o sinal de referência (V_{ref}) com uma onda triangular de alta frequência (V_{tri1}) de forma a se gerar um sinal de controle para as chaves do inversor, e a frequência do sinal triangular é quem determina a frequência de comutação.

Nesta modulação, os sinais obtidos desta comparação são enviados a um braço do inversor e os sinais de comando para o outro braço são obtidos através de outra onda triangular, sendo esta defasada de 180° (V_{tri2}). A modulação por largura de pulso senoidal unipolar pode ser visualizada na Figura 4.10, onde são mostradas as ondas triangulares portadoras, a onda modulante e a tensão de saída do inversor (V_{ab}).

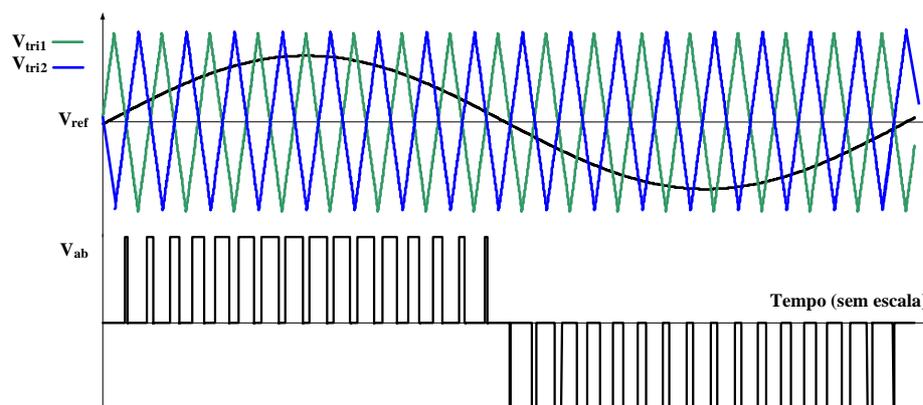


Figura 4.10 - PWM senoidal unipolar gerado por duas portadoras defasadas.

A modulação SPWM unipolar apresenta muitas vantagens perante a bipolar (Holmes e Thomas, 2003 e Baker et al, 1997). Apesar de neste trabalho não serem necessários filtros passivos na saída, vale destacar que a ondulação de corrente e de tensão nos componentes de filtragem é significativamente menor, o que reduziria os componentes passivos usados na filtragem do sinal de saída. Apresenta também menores perdas nos interruptores e emissões eletromagnéticas reduzidas, haja vista que as derivadas de corrente e tensão são menores. O desempenho com relação ao espectro harmônico da tensão de saída também apresenta resultado superior.

4.3.2. Análise Qualitativa da Operação.

A topologia adotada apresenta oito etapas de operação com o emprego da modulação de três níveis, sendo quatro delas referentes ao semiciclo positivo da tensão de saída e quatro ao semiciclo negativo. As etapas referentes a um semiciclo serão explicadas a seguir conforme comandos de interruptores descritos nas Figuras 4.11, 4.12 e 4.13 (Barbi, 2001). Considere que a primeira etapa de operação inicia-se em t_0 , conforme mostrado na Figura 4.12. Neste instante os interruptores Q_1 e Q_4 são acionados e conduzem a corrente de carga, conforme apresentado.

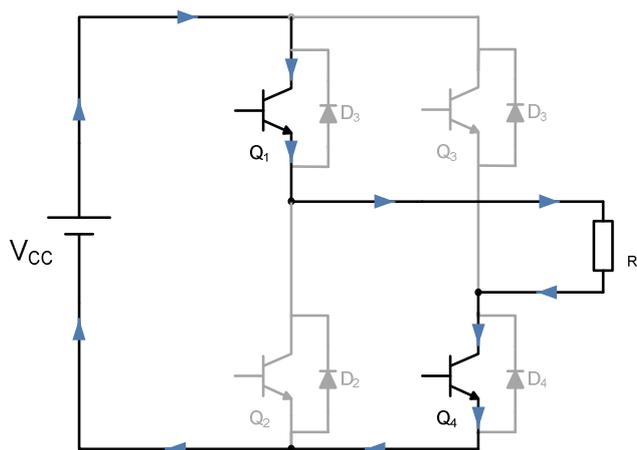


Figura 4.11 - Primeira etapa durante modulação três níveis.

Considerando o conversor operando em um índice de modulação arbitrário para uma tensão média de saída e os instantes de tempos de t_0 a t_4 , para efeito de uma análise qualitativa, a forma de onda da tensão de saída do conversor e os interruptores comandados são apresentados na Figura 4.12.

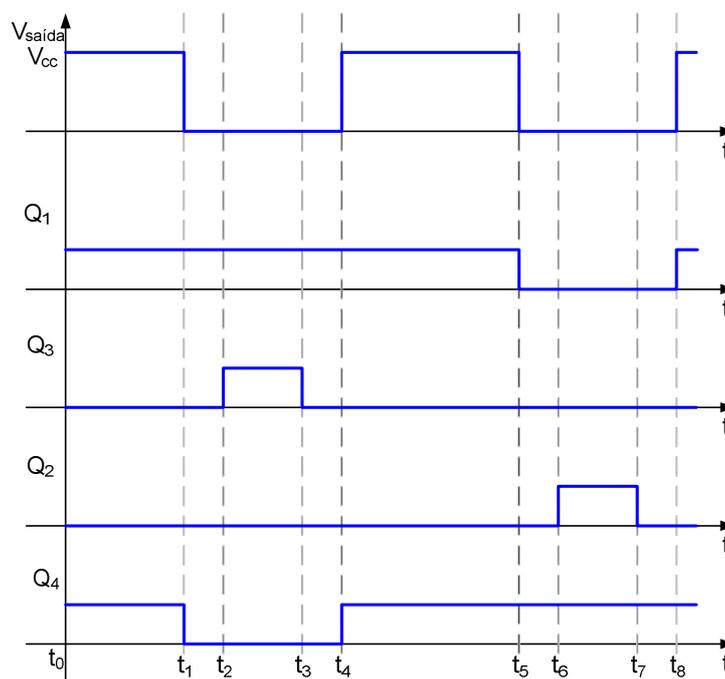


Figura 4.12 – Seqüência de comando dos interruptores.

Na seqüência, no instante t_1 , o interruptor Q_4 é bloqueado e o diodo D_3 entra em condução, iniciando assim a segunda etapa de operação, denominada roda livre na carga.

Devido ao sentido da corrente de carga, o interruptor Q_3 não conduz mesmo ao ser acionado em t_2 . A segunda etapa está representada na Figura 4.13.

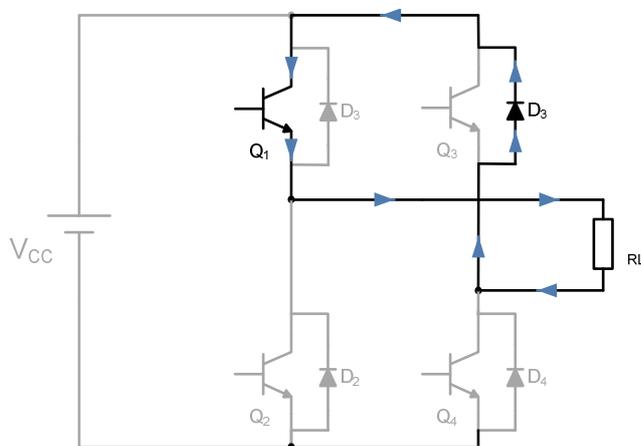


Figura 4.13 – Segunda etapa durante modulação três níveis.

No instante t_3 o interruptor Q_3 é bloqueado e em t_4 o interruptor Q_4 é acionado novamente, entrando em condução e assumindo a corrente que circulava pelo diodo D_3 . Inicia-se assim a terceira etapa de operação, que é idêntica a primeira e está representada na Figura 4.11.

Na quarta etapa de operação o interruptor Q_1 é bloqueado em t_5 e o diodo D_2 entra em condução assumindo a corrente de carga. O interruptor Q_2 , apesar de comandado em t_6 , não chega a conduzir devido ao sentido da corrente. Esta etapa está apresentada na Figura 4.14.

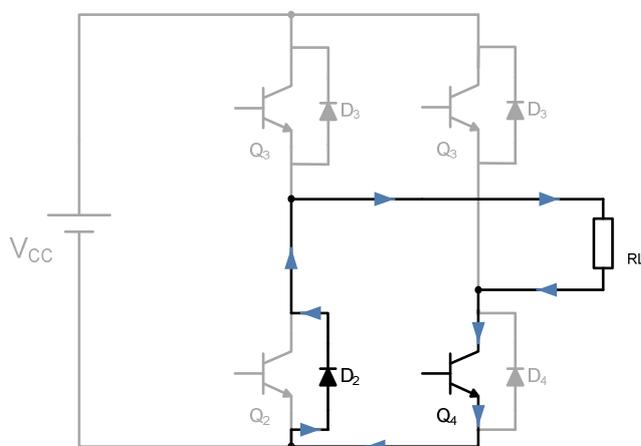


Figura 4.14 – Quarta etapa de operação.

Em t_7 o interruptor Q_2 é bloqueado e em t_8 o interruptor Q_1 é novamente acionado, assumindo a corrente que circulava pelo diodo D_2 . Tem-se novamente uma etapa semelhante à primeira etapa de operação. Vale lembrar que os modos de operação citados se referem apenas ao primeiro semiciclo. O segundo semiciclo apresenta operação semelhante, porém com o acionamento das chaves complementares

4.3.3. Considerações Sobre o Projeto do Circuito de Potência

Para o circuito de potência e a modulação adotada, há momentos em que a chave de um dos braços do inversor fica submetida ao link cc da entrada. Dessa forma a chave escolhida deve suportar uma tensão reversa máxima maior que a tensão do link cc, lembrando que deve-se ter ainda uma margem de segurança, devidos aos transitórios gerados pela comutação das chaves.

Ademais, existem instantes em que apenas uma ou duas chaves estão conduzindo. Dessa forma, deve-se analisar qualitativamente o funcionamento do conversor e dimensionar as chaves de forma que elas sejam capazes de suportar a corrente média da carga, levando em consideração a operação com maior corrente na saída

Deve-se proporcionar também um caminho para que ocorram as etapas de roda livre, prevenindo assim surtos de tensão nos interruptores. Logo, pode-se adotar uma chave com um diodo antiparalelo no mesmo encapsulamento, reduzindo assim o tamanho do circuito. Vale lembrar também que o diodo em anti-paralelo ao interruptor deve suportar os valores de tensão de bloqueio e correntes demandadas pela carga.

E, finalmente, deve-se selecionar tanto interruptores como o diodo de forma que ambos sejam capazes de comutar respondendo à frequência de chaveamento determinada pela frequência da portadora utilizada na modulação.

4.4. Implementação Física

Para a realização dos testes experimentais e de funcionalidade do protótipo desenvolvido foram utilizados quatro placas, sendo que uma delas contém os circuitos de condicionamento de sinais dos sensores e comando dos interruptores, outra contendo o circuito de potência e outras duas o circuito de gate drives. A Figura 4.15 apresenta uma foto do protótipo implementado.

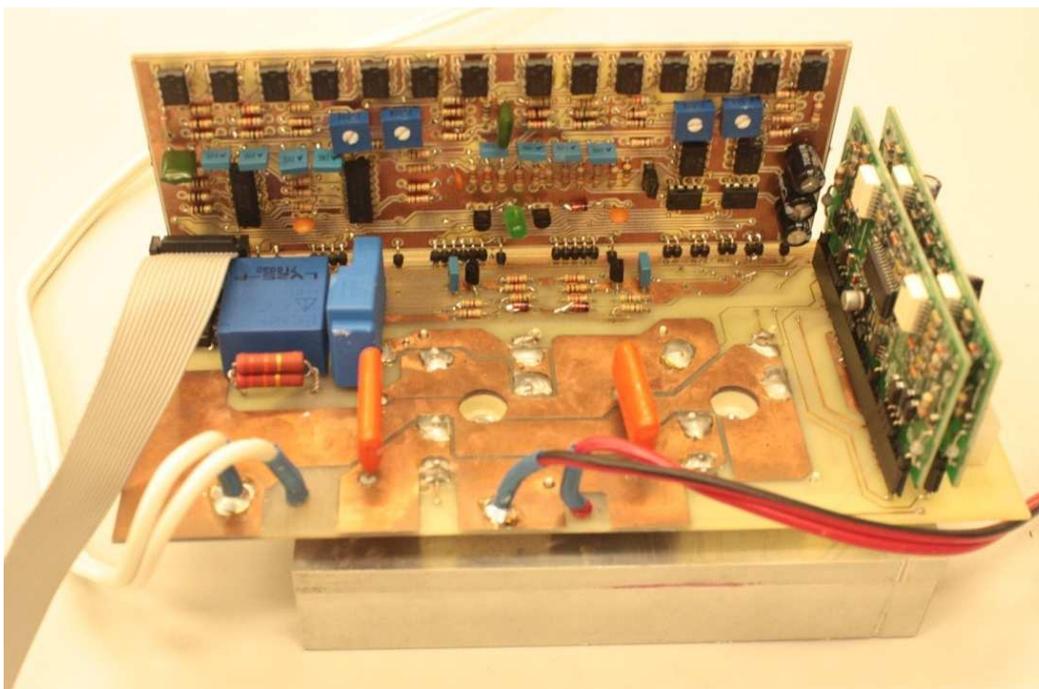


Figura 4.15 – Protótipo Implementado.

O protótipo final apresenta dimensões de 20x10x11cm. Para o seu funcionamento é necessário ainda a utilização de 3 fontes isoladas de 24V para o acionamento dos IGBT's do circuito inversor e uma fonte de 5V, +15V e -15V para o circuito de condicionamento de sinais.

A alimentação do circuito de potência é feita por um banco de baterias com tensão nominal de 168V de modo que forneça uma corrente segura de 82mA permitindo a medição de impedâncias de até 2000Ω sem saturar a modulação. Para tal, foram utilizadas baterias de chumbo ácido de 12V/7Ah ligadas em série (baterias comumente utilizadas em *UPS*).

Para a confecção do circuito de potência foram utilizados módulos IGBT's SK60GB128 do fabricante *Semikron*. Apesar da utilização de baixas correntes fornecer ao protótipo uma operação mais segura durante as medições, previu-se trabalhar com correntes de até 7A devido a presença de dúvidas quanto ao nível de ruído, o que conduziu a um protótipo de 1kVA, levando assim à escolha da topologia monofásica em ponte completa.

As Figuras 4.16 e 4.17 mostram o circuito da placa de condicionamento dos sinais advindos dos sensores dos gatilhos do conversor. O circuito do conversor de potência é mostrado na Figura 4.18. O *layout* das placas de potência e condicionamento anteriormente apresentadas é mostrado nas Figuras 4.19 e 4.20.

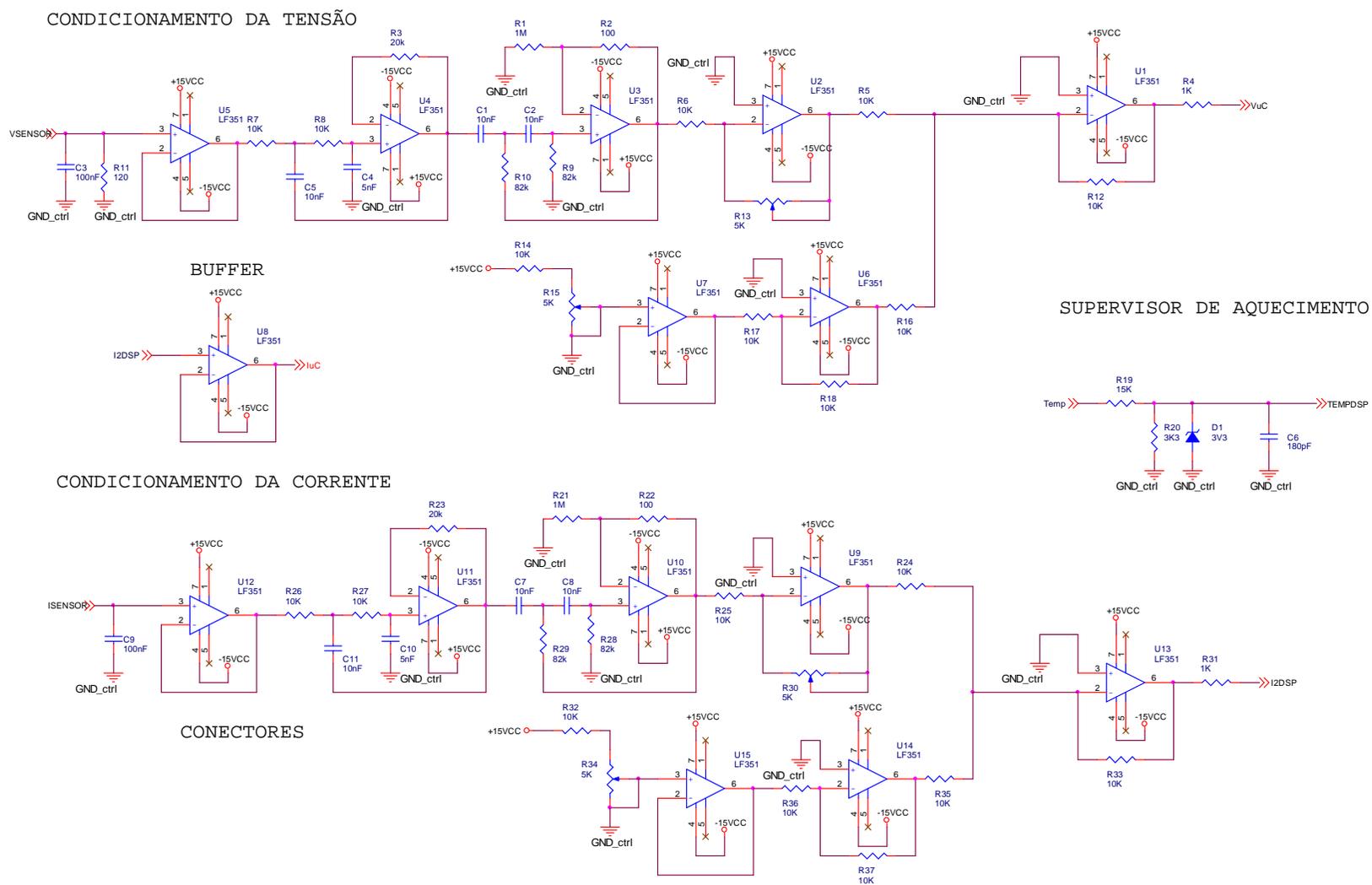


Figura 4.16 – Circuito de condicionamento de tensão e corrente de saída do inversor.

Circuito de Gatilho

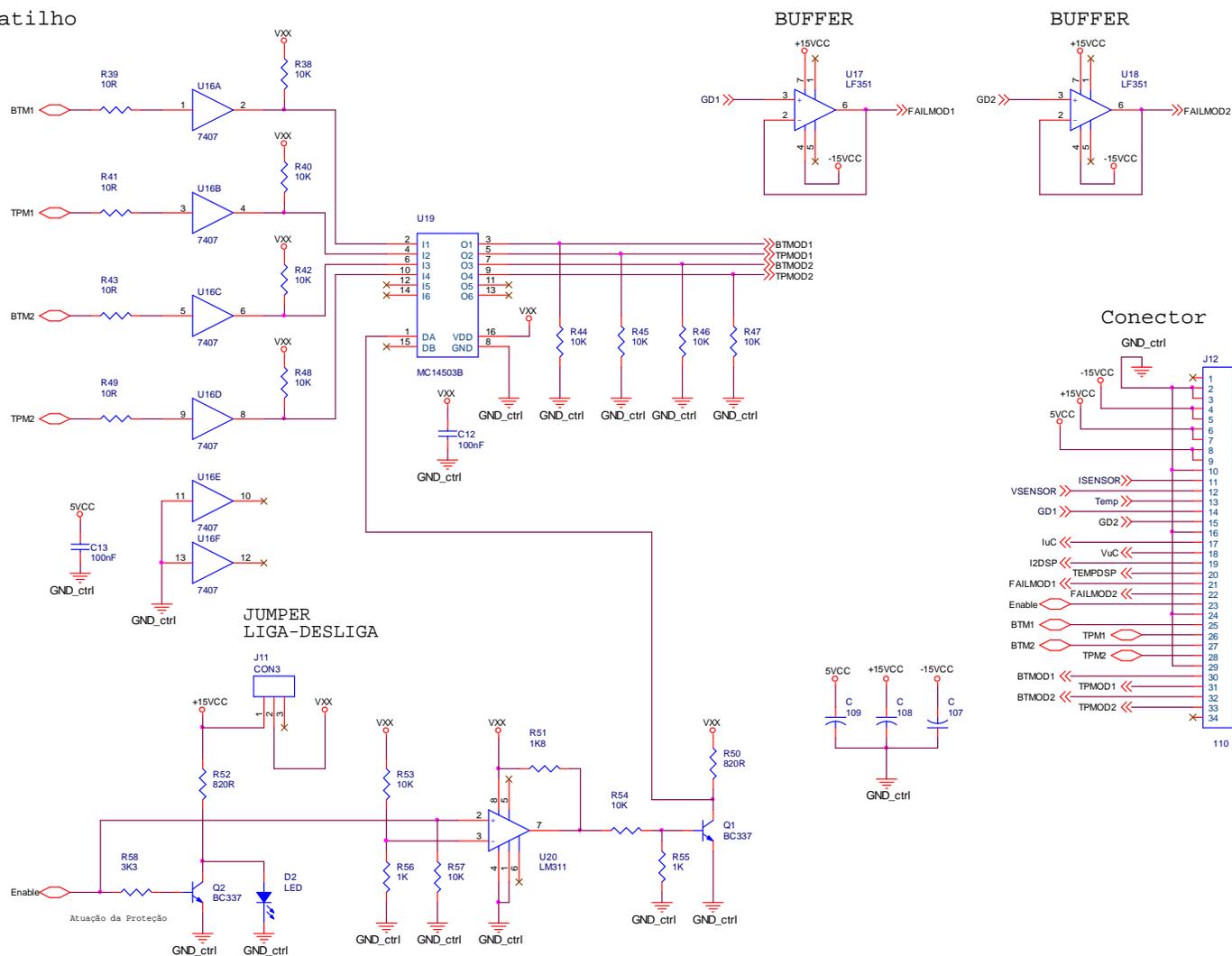
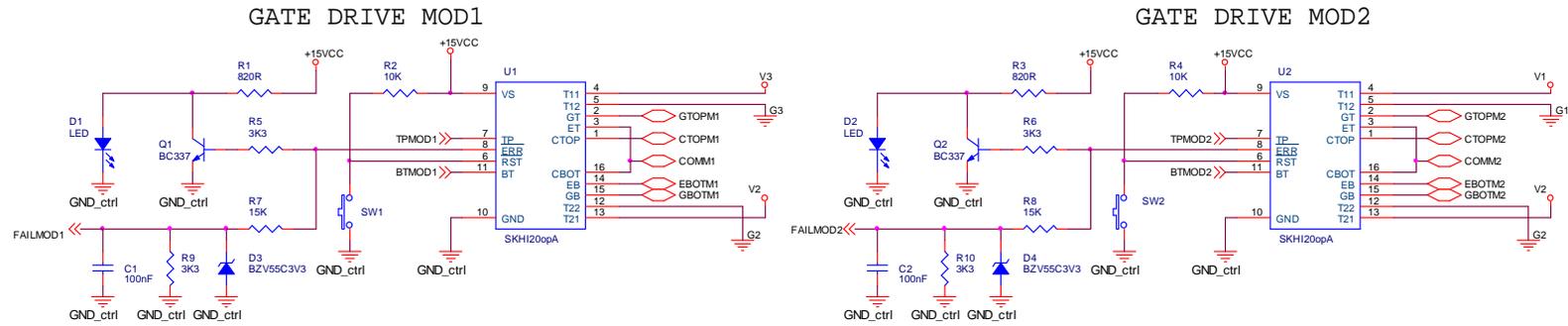
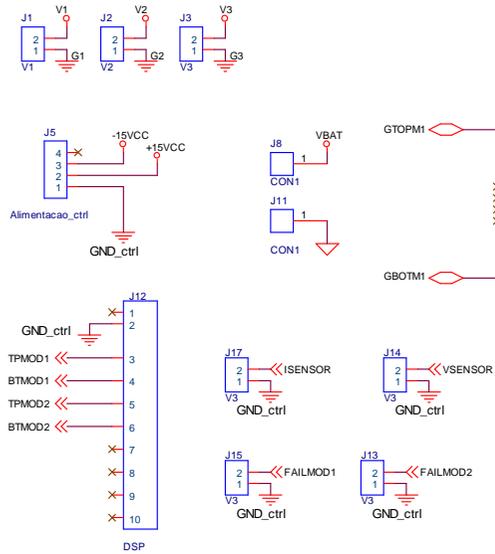


Figura 4.17 – Circuito de condicionamento dos sinais de comando dos interruptores.



CONECTORES



SENSOR DE CORRENTE
INDUTOR DE SAÍDA

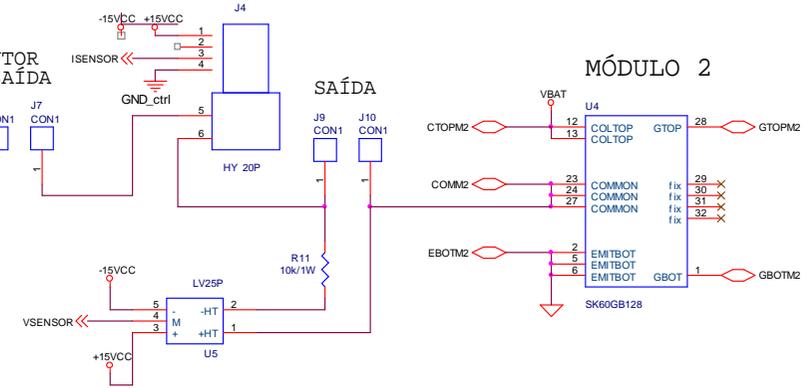
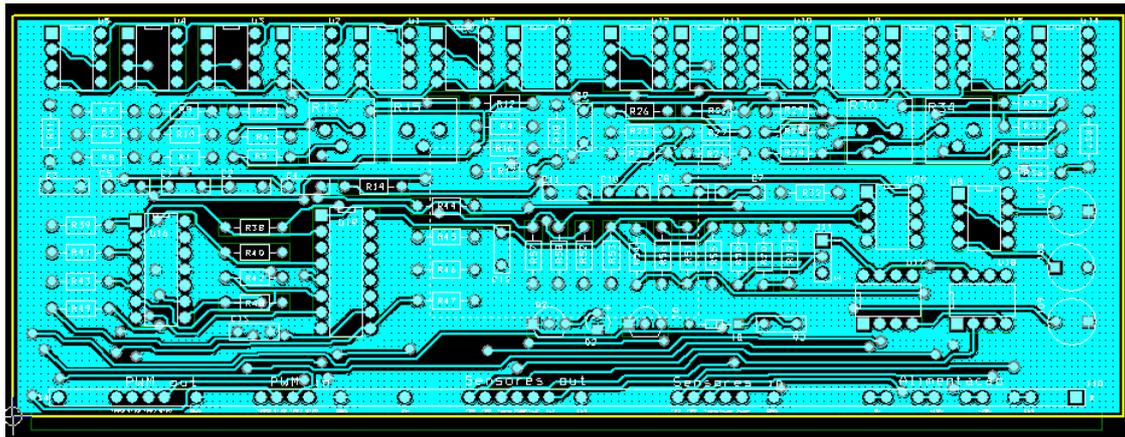
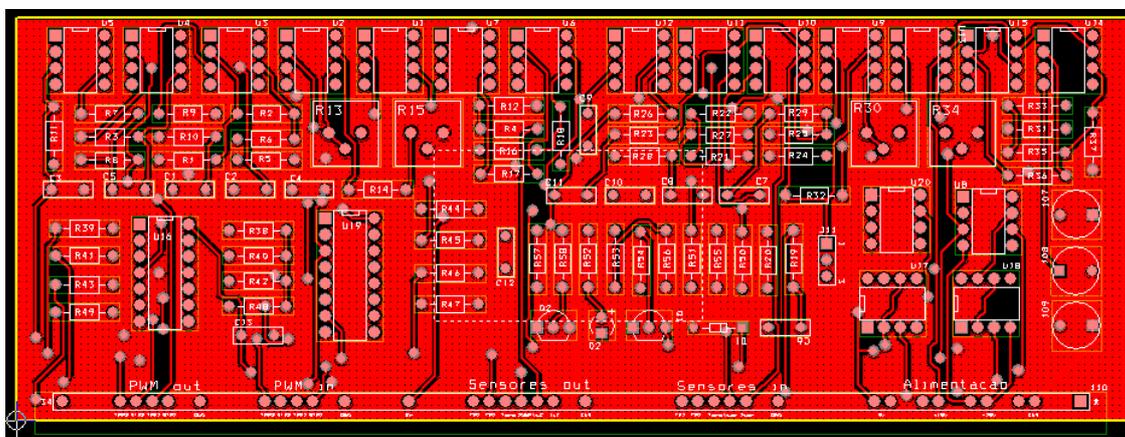


Figura 4.18 – Circuito do conversor de potência.

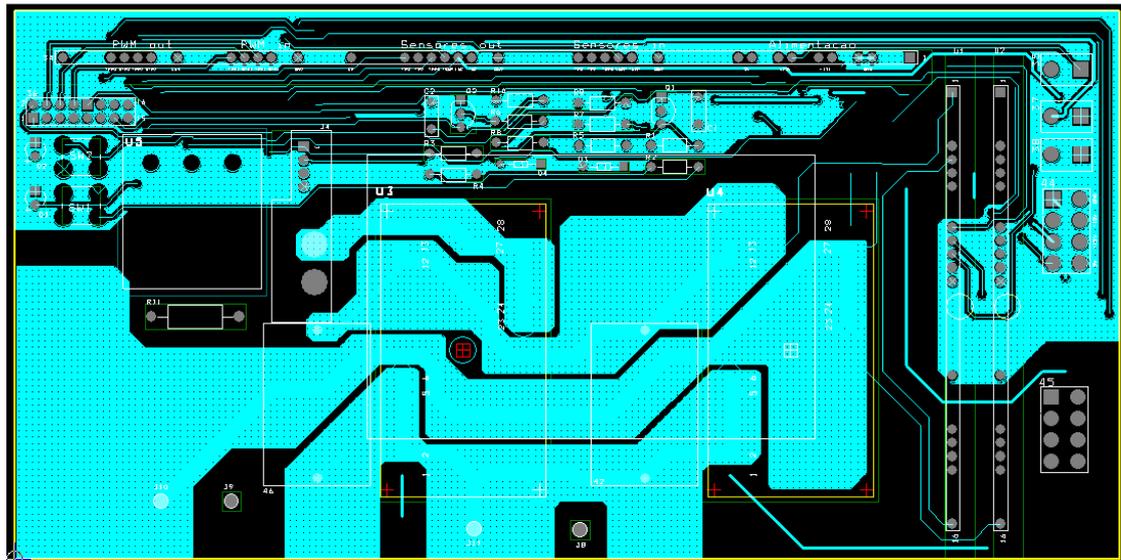


(a)

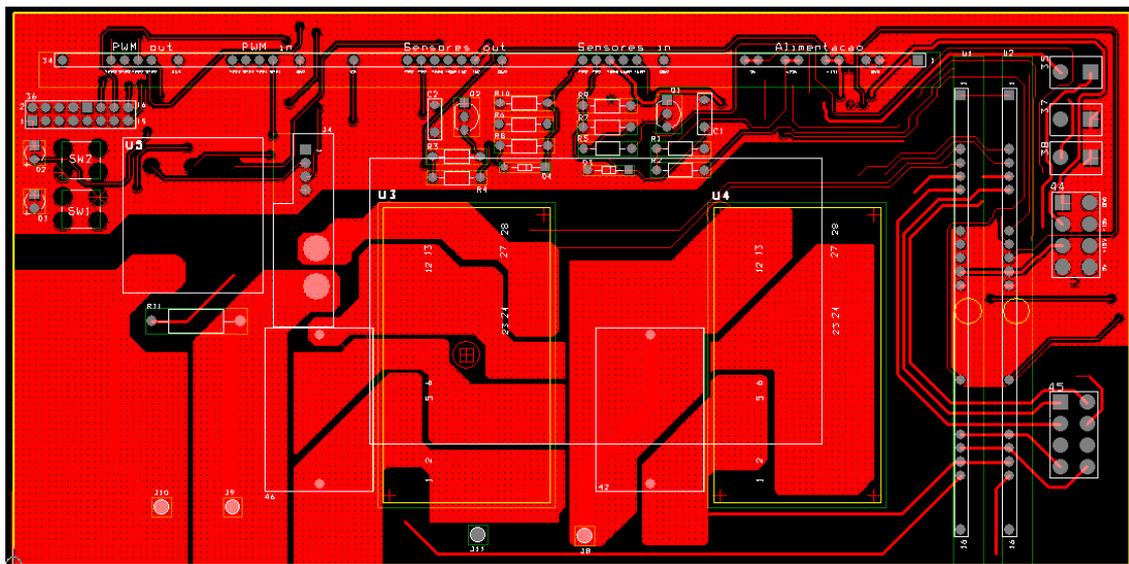


(b)

Figura 4.19 – *Layout* da placa de condicionamento de sinais (a) *Layer top*; (b) *Layer bottom*.



(a)



(b)

Figura 4.20 – *Layout* da placa do conversor de potência(a) *Layer top*; (b)*Layer bottom*.

Para a validação do protótipo desenvolvido, o sistema de controle e processamento de dados foi implementado com o auxílio do *Dspace/Control Desk* que consiste em uma placa de desenvolvimento incorporada ao computador que possui processadores digitais de sinais e circuitos lógicos programáveis, além de um *software* capaz de controlar as funções desenvolvidas pelo usuário e executar na placa. A Figura 4.21 mostra a placa de desenvolvimento utilizada.



Figura 4.21 – Placa PCI de desenvolvimento (Dspace).

Com o auxílio do *Dspace/Control Desk*, foi implementada a mesma malha de controle utilizada na simulação, porém foi necessária a utilização de uma biblioteca disponível pelo próprio fabricante que, ao ser instalada, acrescenta os blocos capazes de controlar a placa de desenvolvimento ao SIMULINK®. Por meio do *Control Desk* é possível ainda o desenvolvimento de *softwares* que são capazes de controlar o DSP presente na placa em tempo real. As Figuras 4.22 e 4.23 mostram o diagrama de blocos de controle implementado no SIMULINK® e o *software* desenvolvido.

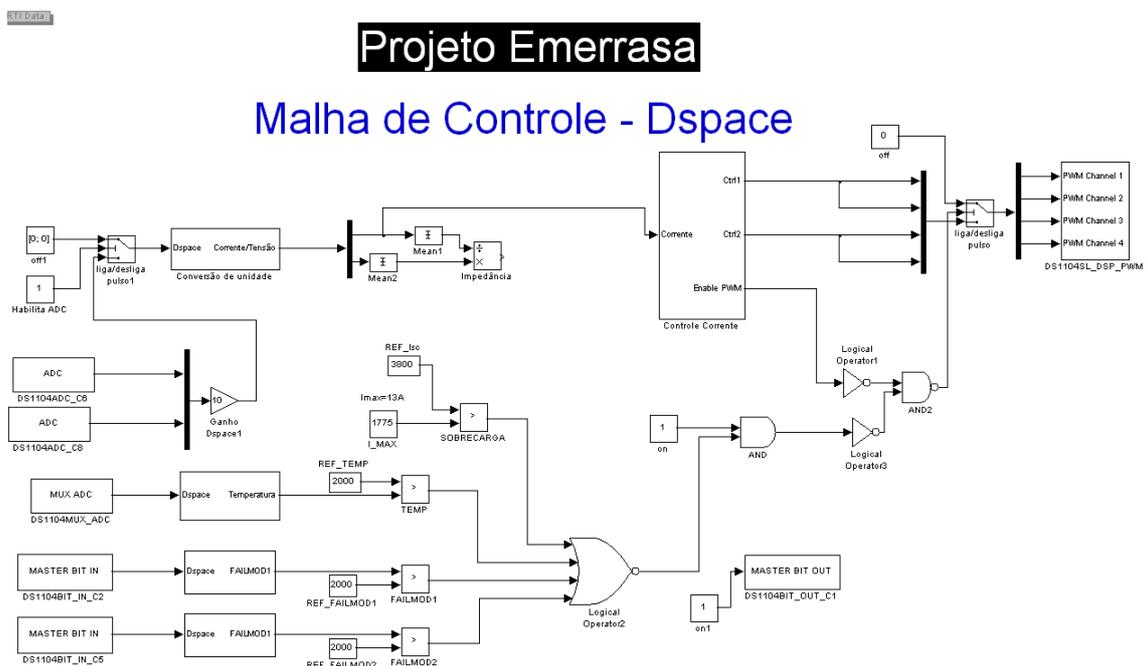


Figura 4.22 – Diagrama de blocos implementados no SIMULINK/Dspace®

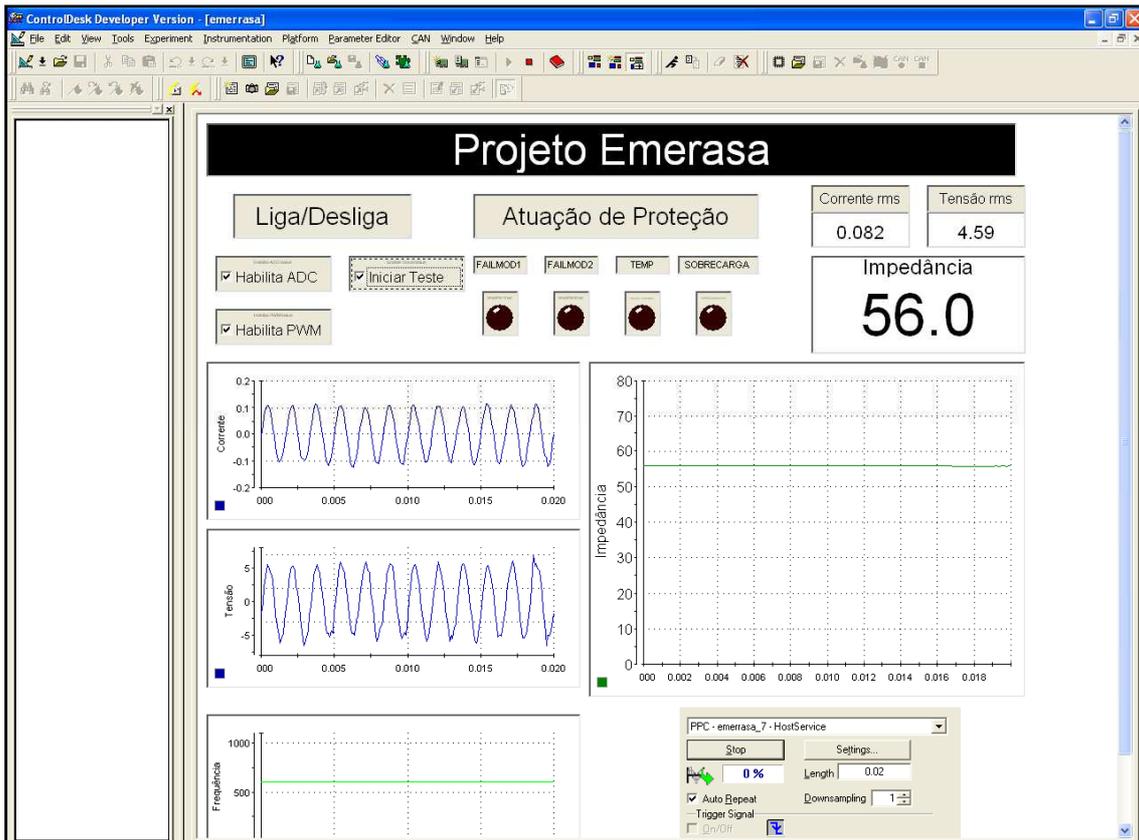


Figura 4.23 – Software desenvolvido no *Control Desk*.

Vale ressaltar também a necessidade da implementação de sistemas de proteção e segurança tendo em vista que o sistema pode ser submetido a potências de até 1kVA, além de problemas inesperados durante a operação. É simplesmente uma tentativa de minimizar o risco ao operador caso haja alguma falha tanto na operação.

4.5. Algoritmo de Controle e Medição

Com o intuito de realizar medições de forma confiável e seguras, foram estudados os principais métodos de medição de impedância de aterramento e de resistividade do solo. Posteriormente, buscou-se desenvolver um algoritmo que contemplasse as características recomendadas por norma com as necessidades existentes no protótipo, devido à sua operação. O algoritmo de controle do conversor é exibido na Figura 4.24.

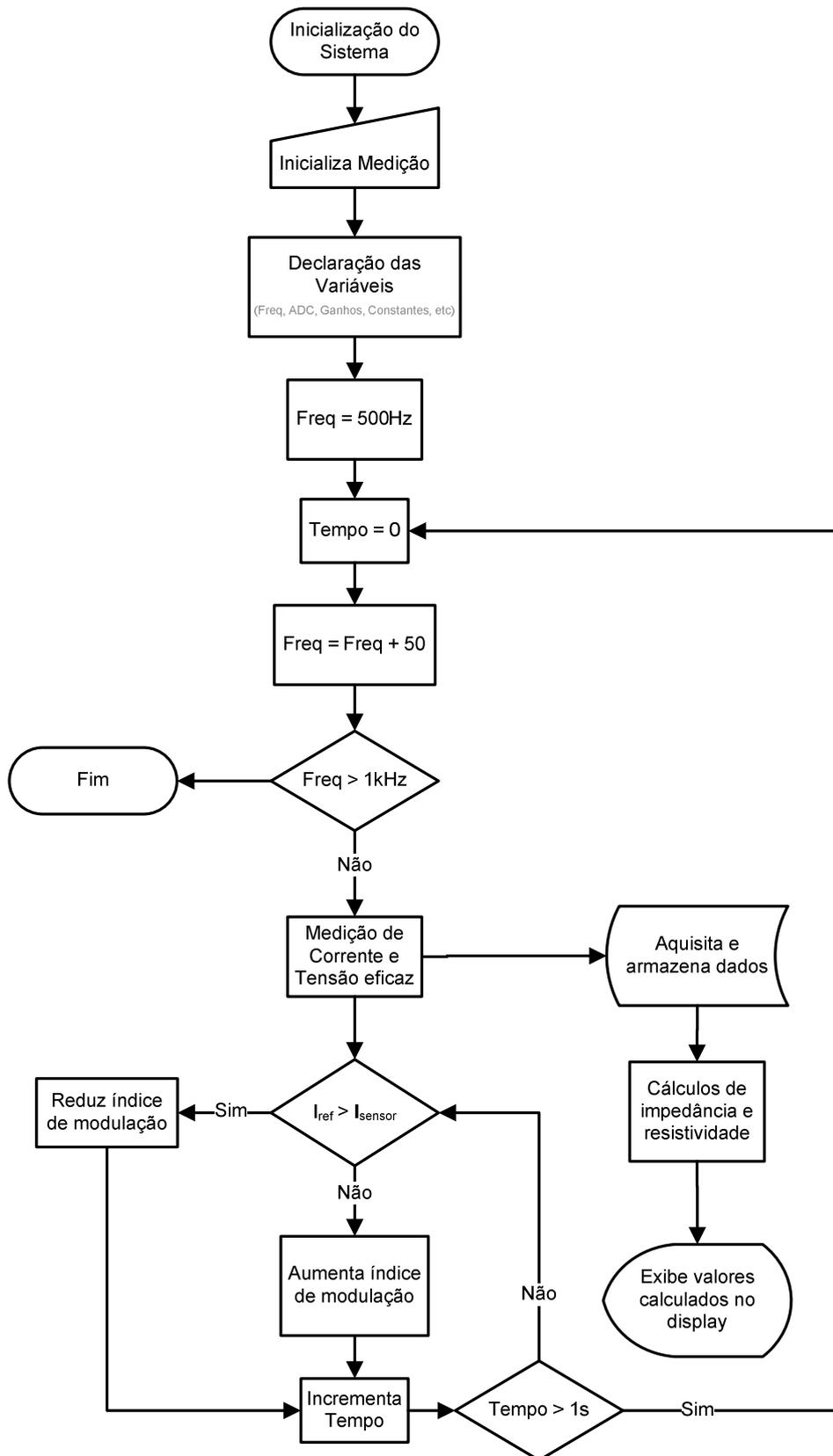


Figura 4.24 – Fluxograma de controle do conversor.

Os cálculos de impedância do sistema de aterramento (resistência e reatância) e resistividade do solo demandam maior processamento, visto que o cálculo é baseado na injeção de frequências variáveis. Dessa forma, os dados necessitam ser armazenados para posteriormente a realização dos cálculos. O cálculo da impedância do sistema é baseado no quociente entre a tensão eficaz e a corrente, conforme mostrado na equação (4.20).

$$|Z| = \frac{|V_{rms}|}{|I_{rms}|} \quad (4.20)$$

Aplicando ao sistema de aterramento mais de duas frequências, pode-se obter um sistema de equações com duas variáveis, conforme mostrado na equação (4.21), onde é possível determinar os valores de R e X.

$$|Z_i|^2 = |R|^2 + |X_i|^2 \quad (4.21)$$

Admitindo que o sistema apresenta comportamento indutivo, sabe-se que X_i depende da frequência e da indutância do sistema. Dessa forma, a equação (4.21) pode ser representada por (4.22).

$$|Z_i|^2 = R^2 + (2\pi f)^2 L_i^2 \quad (4.22)$$

Apesar de o sistema ser representado por equações não lineares, observa-se que a impedância varia pouco em função da frequência. Em vista disso, admite-se que no intervalo analisado o sistema pode ser linearizado. Esta linearização é capaz de filtrar os dados aquisitados pelos sensores e proporcionar uma maior estabilidade às medições realizadas.

Analisando a impedância média, obtida por meio de medição para cada uma das frequências, é possível encontrar uma reta que melhor representa os pontos por meio de uma regressão linear. Dessa forma, a reta encontrada é composta um coeficiente linear (α), um coeficiente angular (β), e um erro (ϵ_i), conforme mostrado em (4.23).

$$Y_i = \alpha + \beta X_i + \epsilon_i \quad (4.23)$$

Para determinar a reta que melhor representa um conjunto de pontos conhecidos por meio de uma regressão linear, basta determinar os coeficientes de forma a minimizar o erro. Logo, uma das formas de determinar os coeficientes é por meio da minimização do erro quadrático médio, onde os coeficientes α e β podem ser calculados por meio das equações (4.24) e (4.25), respectivamente.

$$\alpha = \frac{\sum X^2 \sum Y - \sum (XY) \sum X}{n \sum X^2 - (\sum X)^2} \quad (4.24)$$

$$\beta = \frac{n \sum (XY) - \sum X \sum Y}{n \sum X^2 - (\sum X)^2} \quad (4.25)$$

Sabe-se que a reatância varia de acordo com a frequência e que, teoricamente, o valor da indutância independe da frequência, ou seja, a indutância deve permanecer constante sob frequências diferentes. Entretanto, devido a problemas encontrados na prática como variação da temperatura e os efeitos pelicular (*skin*) e de proximidade, a indutância diminui com o aumento da frequência (Moreira, 1992). Por questões práticas durante a realização das medições, admitiu-se que a indutância permanece constante quando ocorre a variação da frequência do sinal injetado no solo.

Baseado em dois pontos (550Hz e 1kHz) presentes na equação linearizada, temos um sistema descrito por (4.26)

$$\begin{cases} |Z_{550}|^2 = k_1^2 + (2\pi f)^2 k_2^2 \\ |Z_{1000}|^2 = k_1^2 + (2\pi f)^2 k_2^2 \end{cases} \quad (4.26)$$

Resolvendo a equação (4.26), obtêm-se o valor de k_2 . Posteriormente, a indutância é calculada pela expressão (4.27).

$$L = \sqrt{k_2} \quad (4.27)$$

Outro parâmetro relevante para determinação do desempenho da malha de aterramento e a realização de análises mais consistentes do comportamento do sistema é a resistividade do solo, que pode ser determinada por meio do método da variação da profundidade.

Nesta configuração é colocado um eletrodo de profundidade “l”, a qual deseja-se calcular a resistividade aparente por meio da resistência média obtida a uma distância S1 de 62% com o posicionamento das hastes semelhantes ao método *Fall of Potential*. Logo a resistividade aparente do solo a uma profundidade “l” pode ser calculada por (4.28).

$$\rho = \frac{2 \pi R l}{\ln\left(\frac{4l}{r} - 1\right)} \quad (4.28)$$

Inicialmente é realizada a aquisição e armazenamento dos dados oriundos dos sensores obtidos durante as medições realizadas e, posteriormente, os parâmetros descritos são calculados. A Figura 4.25 mostra um fluxograma simplificado do algoritmo de estimação dos parâmetros do sistema de aterramento.

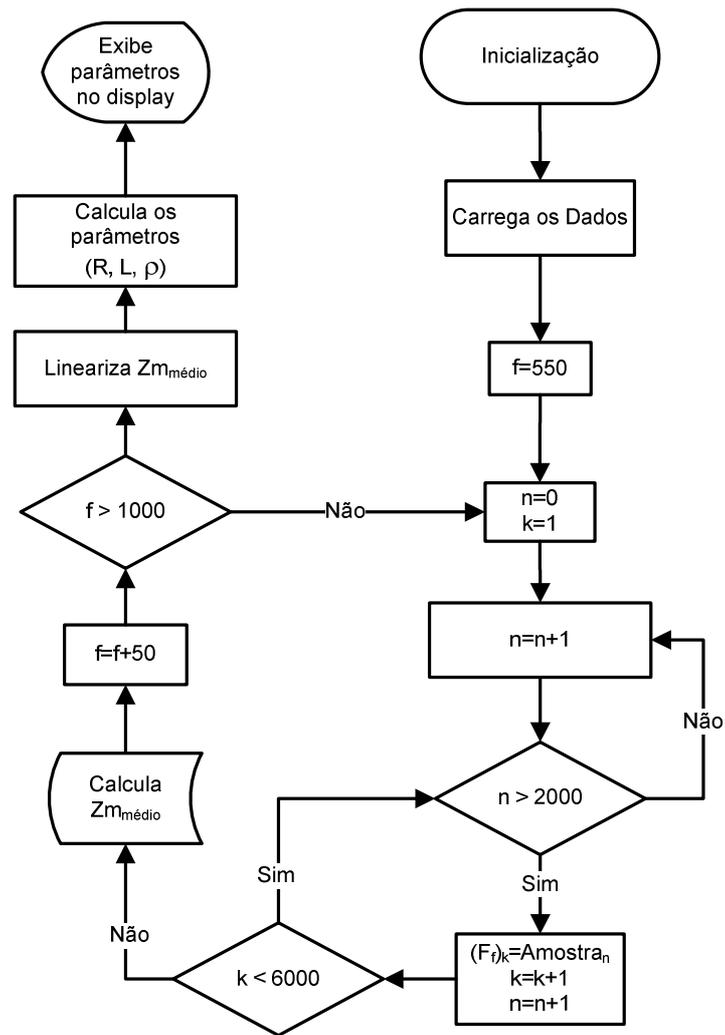


Figura 4.25 – Fluxograma do algoritmo de estimação dos parâmetros do sistema de aterramento.

Capítulo 5 – Resultados Experimentais

Visando comprovar a sua funcionalidade, o equipamento de medição desenvolvido foi testado inicialmente em laboratório com impedâncias convencionais. Posteriormente algumas medições de resistência e resistividade foram realizadas em campo com o equipamento YOKOGAWA modelo 3235, conforme mostrado na Figura 5.1, que tem como característica a injeção de correntes de 500Hz com detector de sincronismo, não sendo, pelo menos teoricamente, afetado por sinais com níveis contínuos ou interferências em frequências de 50Hz ou 60Hz.



Figura 5.1 – Testes com o equipamento YOKOGAWA.

Dessa forma se tornou possível realizar uma comparação entre os resultados obtidos com um equipamento disponível no mercado que possui certificação e o equipamento desenvolvido. A Figura 5.2 mostra os testes realizados com o protótipo desenvolvido.

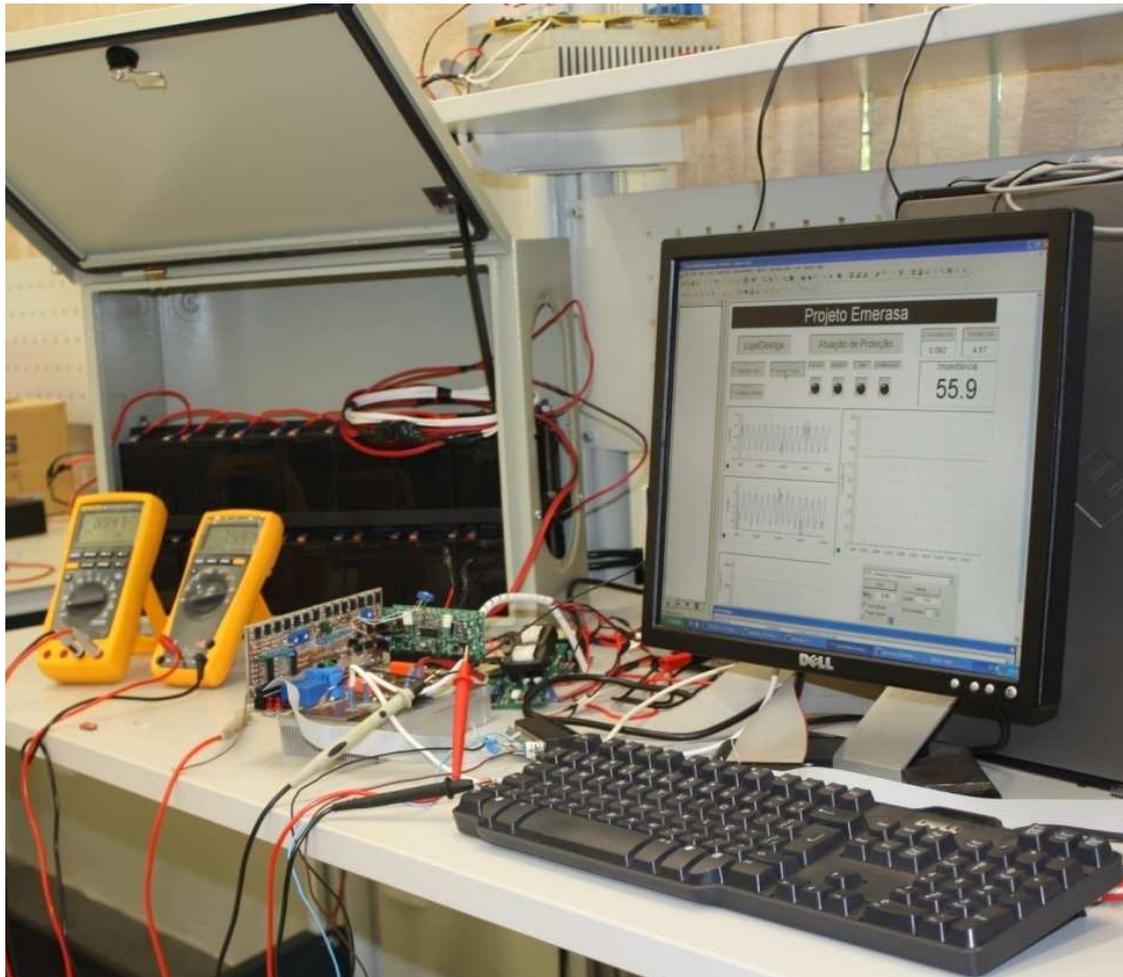


Figura 5.2 – Testes realizados com o equipamento desenvolvido.

5.1. Testes com Impedâncias Conhecidas

Inicialmente o algoritmo de medição foi submetido a testes em laboratório apenas acoplado a resistências conhecidas. A Figura 5.3(a) mostra os resultados de impedância obtidos e a Figura 5.3(b) mostra a frequência injetada em uma resistência de 50Ω .

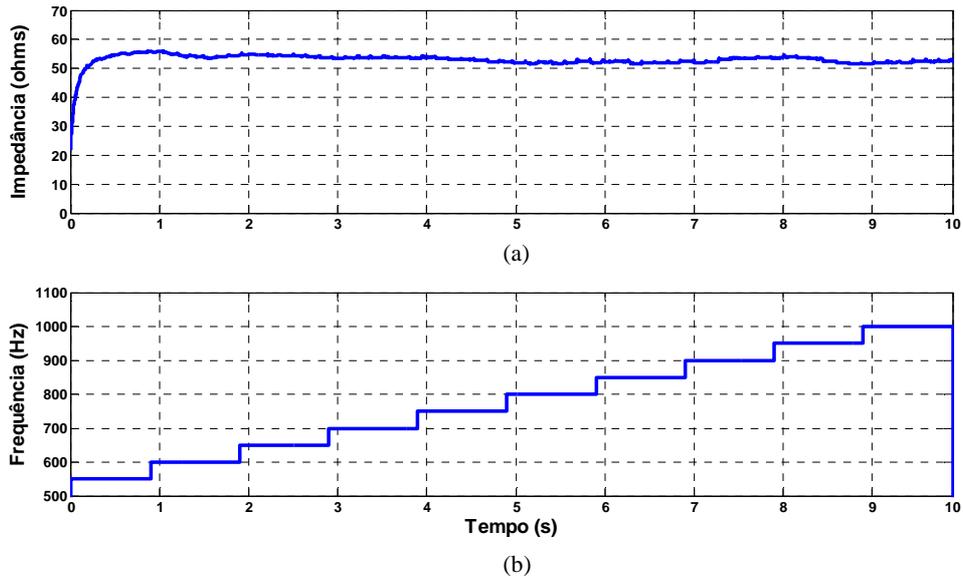


Figura 5.3 – Resultados de experimentais com resistência de 50Ω - (a) impedância; (b) frequência.

A Figura 5.4(a) mostra os resultados de impedância obtidos e a Figura 5.4(b) mostra a frequência injetada em resistência de 100Ω .

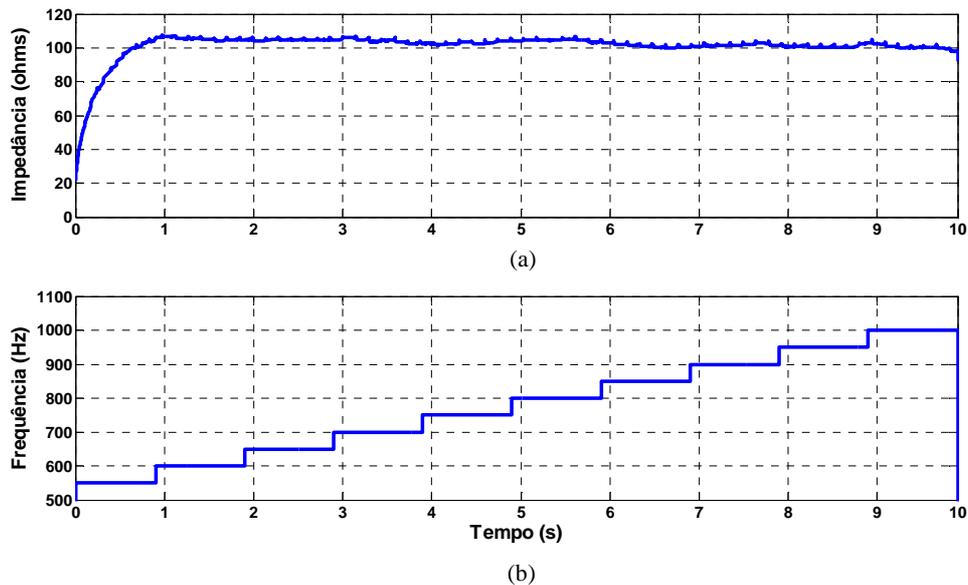


Figura 5.4 – Resultados de experimentais com resistência de 100Ω - (a) impedância; (b) frequência.

Por meio dos resultados obtidos observa-se que o sistema se comportou de forma adequada, executando medições com boa estabilidade e aproximação do valor real medido.

Nota-se um transitório no início da medição devido o tempo de assentamento do controlador. Isto ocorre devido o controle do conversor ser realizado por valores eficazes, acrescentando assim uma maior dinâmica ao sistema..

Posteriormente o algoritmo desenvolvido foi submetido a medições de uma resistência de 100Ω em série com uma indutância de aproximadamente 2mH , valor este calculado com base nas dimensões do núcleo, no material utilizado (ferrite) e o número de espiras.

Cada degrau de frequência possui duração de 1s . Dentro deste intervalo, as medições são realizadas entre $0,6$ e $0,8$ segundos a uma taxa de amostragem de 100kHz com o objetivo de desprezar o transitório devido a mudança de frequência para que o sistema entre em regime permanente, reduzindo assim erros de medição. A Figura 5.5(a) mostra a impedância medida e a Figura 5.5(b) mostra a variação da frequência do sinal injetado nesta impedância.

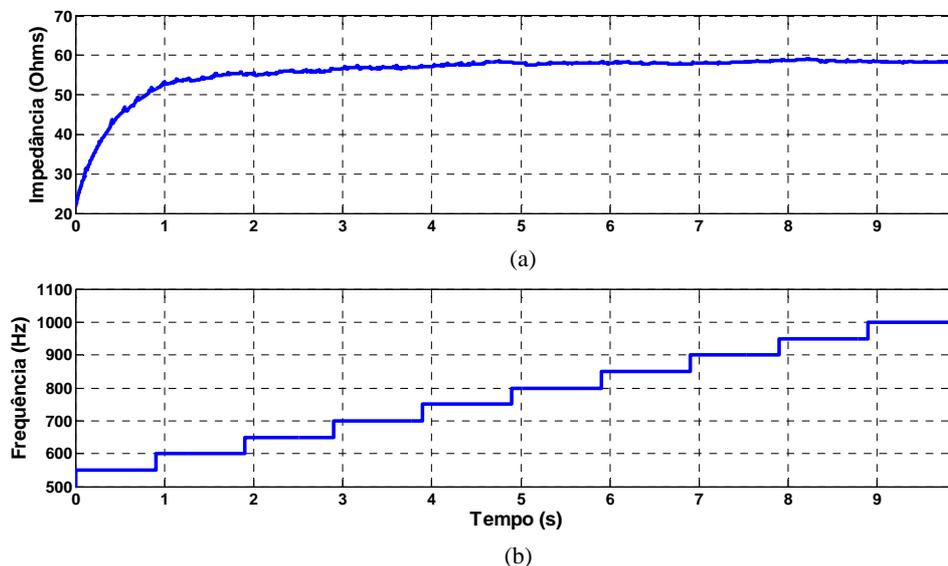


Figura 5.5 – Resultados experimentais com resistência de 50Ω e indutância de 2mH
(a) Impedância medida; (b) Variação da frequência do sinal injetado na impedância.

O controlador do inversor foi ajustado com base nas escalas de resistência e indutância típicas de sistemas de aterramento. Portanto, quando submetidos a valores mais elevados, como nos testes realizados em laboratório com impedâncias conhecidas, observou-se que o sistema necessita de mais tempo para entrar em regime permanente.

Após o cálculo da impedância média para cada frequência foi construído um gráfico visando analisar o comportamento da variação da impedância média em função da variação da frequência do sinal injetado. Com base nos dados obtidos, observa-se que com uma impedância composta por uma resistência de 50Ω e uma indutância de 2mH , o sistema entra em regime permanente após 4s , ou seja, quando a frequência aplicada à impedância é de 750Hz . Dessa forma, para o cálculo da indutância, foi considerado apenas o intervalo de 750Hz a 1kHz , conforme mostrado na Figura 5.6

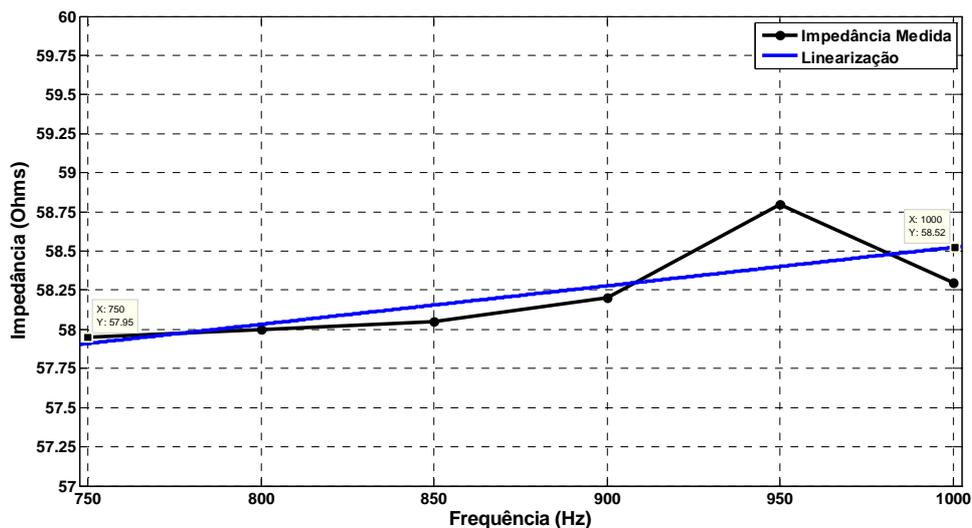


Figura 5.6 – Variação da impedância medida em função da frequência.

Por meio da regressão linear realizada com a impedância média obtida em cada frequência injetada no solo, observa-se que a reta que mais aproxima os dados obtidos é mostrada em (5.1).

$$Z(f) = 56,07 + 0,002457 k_2 \quad (5.1)$$

Com base na reta obtida é possível obter o valor de $Z_{(550Hz)}$ e $Z_{(1kHz)}$, Figura 5.6, que leva a um sistema de duas variáveis donde, por meio dos cálculos realizados, conclui-se que a impedância é composta por uma resistência de $57,1\Omega$ e uma indutância de 2mH. A indutância e resistência são estimados por um algoritmo, podendo este apresentar algumas variações devido a aproximações nos cálculos.

A resistência utilizada apresenta valor nominal de 50Ω . Todavia além da tolerância de 10% especificado pelo fabricante, esta também pode apresentar variações devido à temperatura imposta pela corrente injetada pelo inversor

5.2. Testes com uma Haste de Aterramento

Após confirmada a funcionalidade do equipamento desenvolvido, buscou-se realizar testes em campo, cujo resultados são comparados com o equipamento YOKOGAWA[®], disponível no mercado. Inicialmente foram realizados testes próximos ao laboratório para uma única haste de aterramento. Dessa forma, foi utilizado o arranjo do método *Fall of Potential* com distância de 20m entre a haste de teste e o eletrodo de corrente; e

as medições foram realizadas variando a distância entre o eletrodo de teste e o eletrodo de potencial (S1) com passo de 1m. As Figuras 5.7 e 5.8 mostram a de medição e a comparação entre o equipamento desenvolvido e o equipamento de medição YOKOGAWA®.

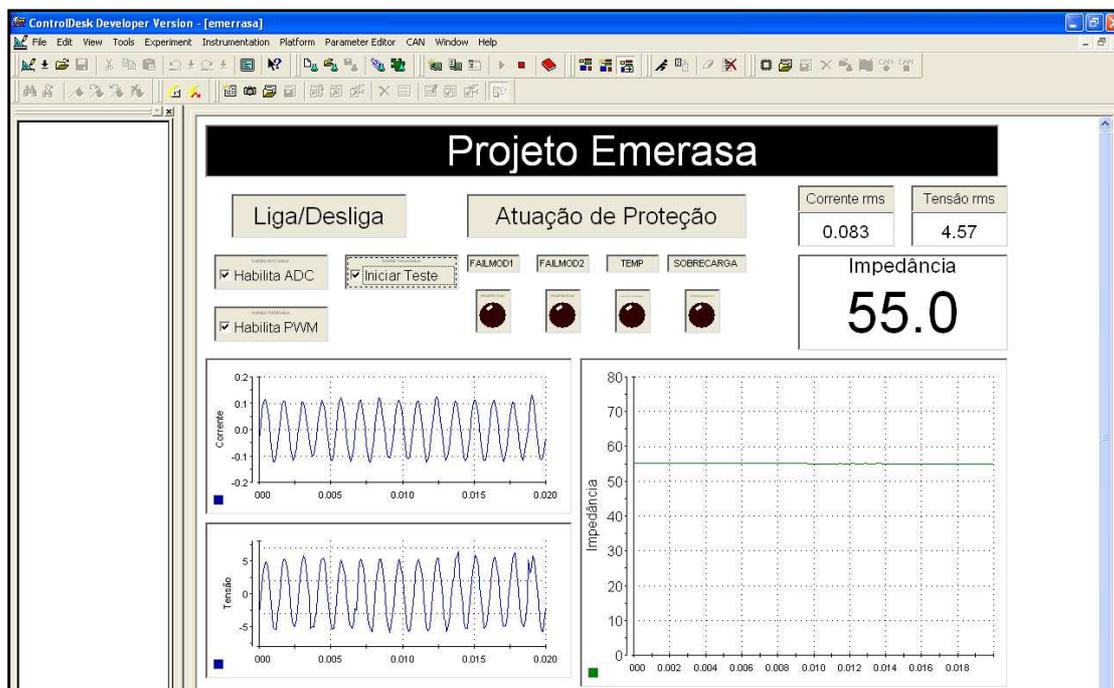


Figura 5.7 – Tela do *software* desenvolvido durante as medições realizadas na haste de teste

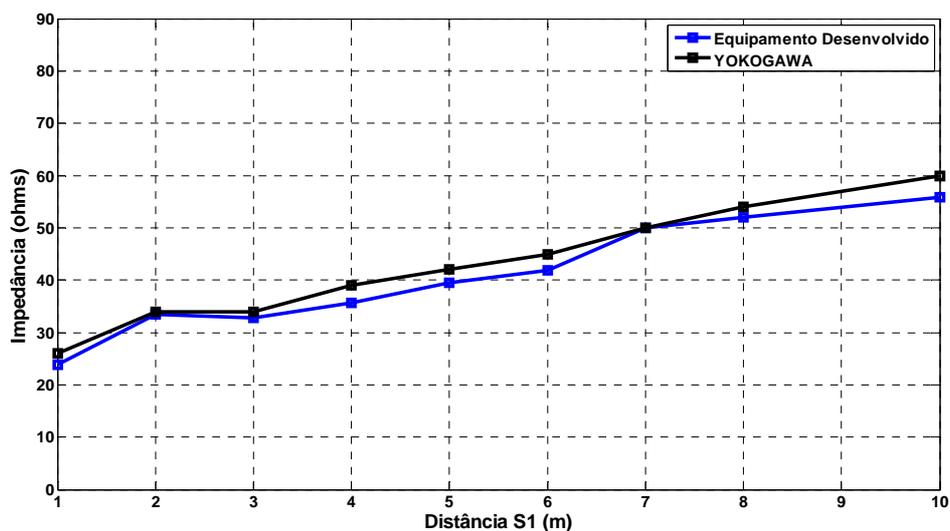


Figura 5.8 – Variação da impedância em função da distância S1.
(Uma haste de aterramento).

Vale lembrar que o equipamento YOKOGAWA, além de ser analógico, possui escala imprecisa a partir de 20Ω , visto que apenas é mostrado em sua escala variações de 5Ω . Já o equipamento desenvolvido apresenta medição digital e com precisão de $0,1\Omega$. Dessa forma, parte do erro entre os dois equipamentos podem ser atribuídos a este fator e outras variáveis.

Posteriormente à medição da resistência com os dois equipamentos, a resistividade aparente do solo foi calculada pelo método da variação da profundidade, conforme descrito na seção 2.2.2. Dessa forma, a resistividade obtida é mostrada na Figura 5.9.

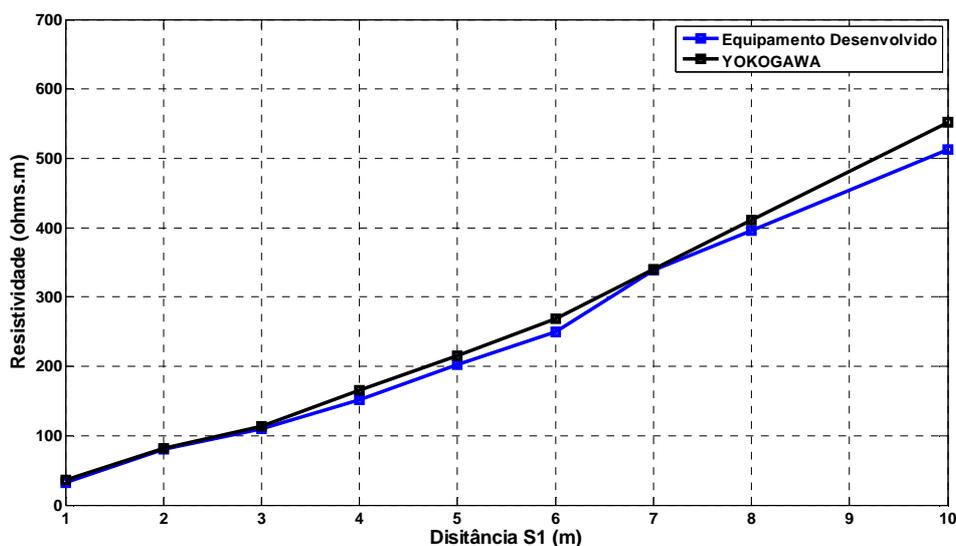


Figura 5.9 – Variação da resistividade em função da distância S1.

(Uma haste de aterramento)

Enquanto as hastes de aterramento apresentam comportamento indutivo, o solo apresenta comportamento capacitivo. Dessa forma, ao analisar a impedância de aterramento comparada com a resistência de aterramento em função da distância S1, Figura 5.10, é possível notar que com o aumento da distância da haste de potencial, o efeito capacitivo do solo se mostra predominante.

Durante os testes realizados, observou-se que a partir de uma distância S1 de 4m o sistema apresentou comportamento capacitivo, sendo desconsiderada a medição da indutância do sistema a uma distância S1 de 62%.

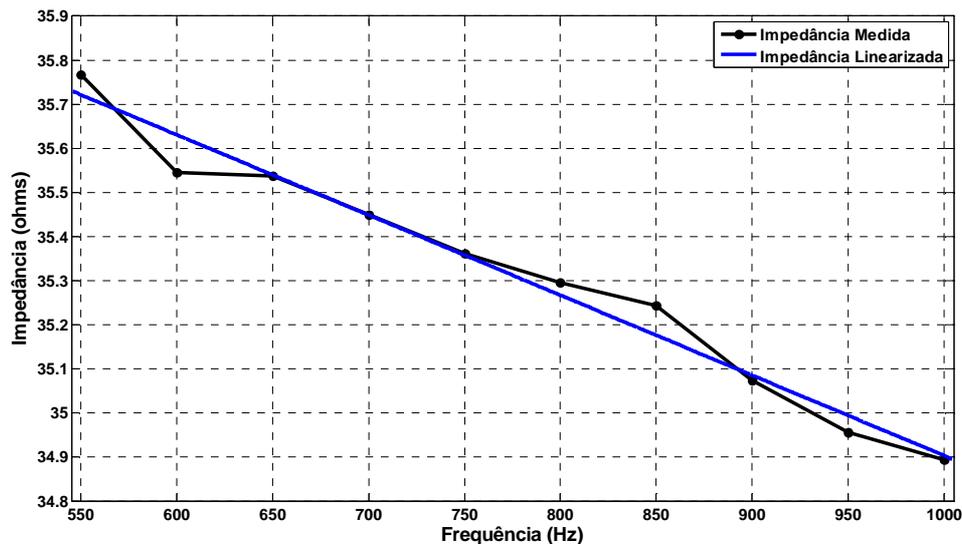


Figura 5.10 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo.
(Uma haste de aterramento a uma distância S1 de 4m).

TABELA 5.1
Valores obtidos a uma distância S1 de 62% - Uma haste de aterramento

Parâmetro	Yokogawa®	Equipamento Desenvolvido
Z	45,0 Ω	44,2Ω
R	-	41,8 Ω
ρ_a	268,4 Ωm	249,3 Ωm
L	-	-

5.3. Testes em uma Malha de Aterramento

Depois de realizado os testes com uma haste de aterramento, a mesma configuração de medição foi submetida a testes em uma malha de aterramento presente no laboratório. A Figura 5.11 mostra a comparação entre o equipamento desenvolvido e o instrumento YOKOGAWA.

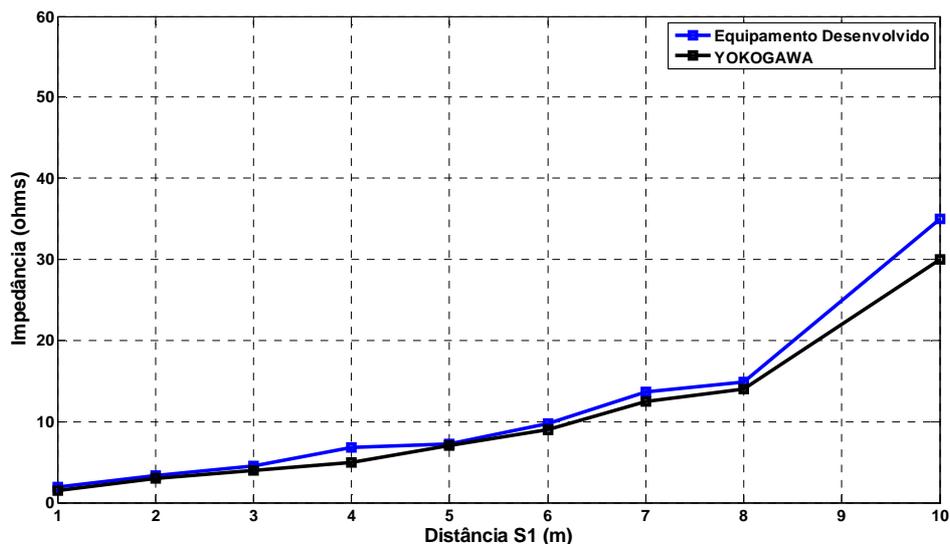


Figura 5.11 – Variação da impedância em função da distância S1.
(Malha de aterramento)

Posteriormente à medição da resistência com os dois equipamentos, obteve-se a resistividade aparente do solo, conforme mostrado na Figura 5.12.

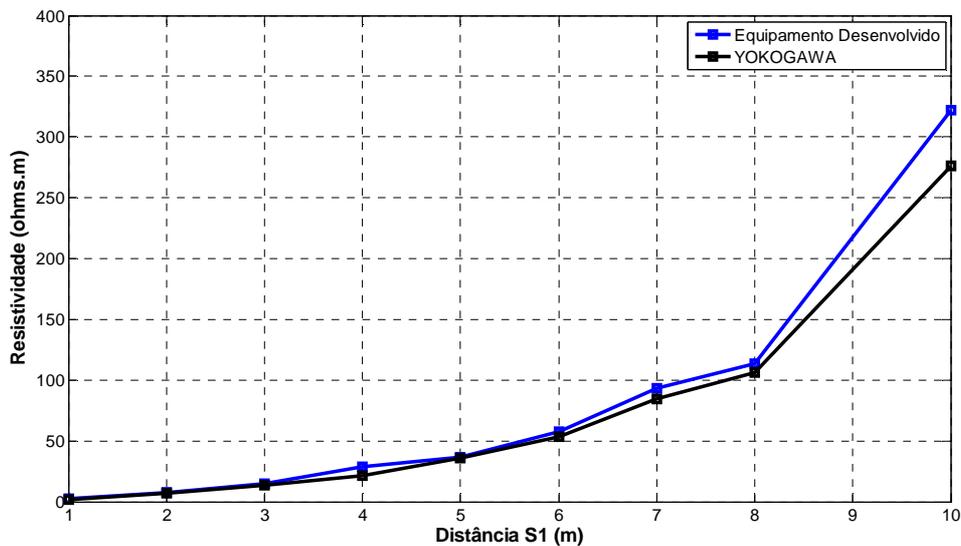


Figura 5.12 – Variação da resistividade em função da distância S1.
(Malha de aterramento)

Por meio das Figuras 5.13 e 5.14 é possível notar o comportamento indutivo devido à malha de aterramento presente no sistema a uma distância de 4m e o comportamento capacitivo devido ao solo presente no sistema a uma distância de 7m, respectivamente.

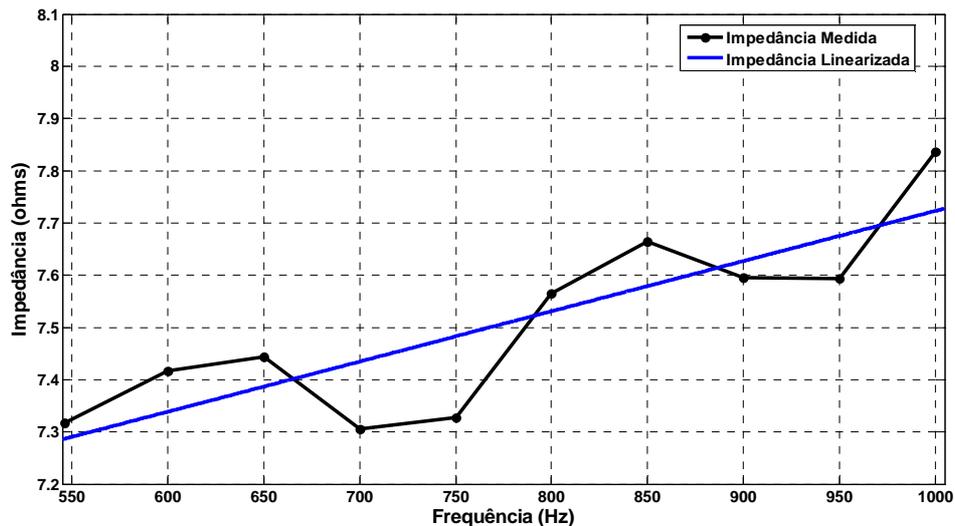


Figura 5.13 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo.
(Eletrodo de potencial a uma distância S1 de 4m da malha de aterramento).

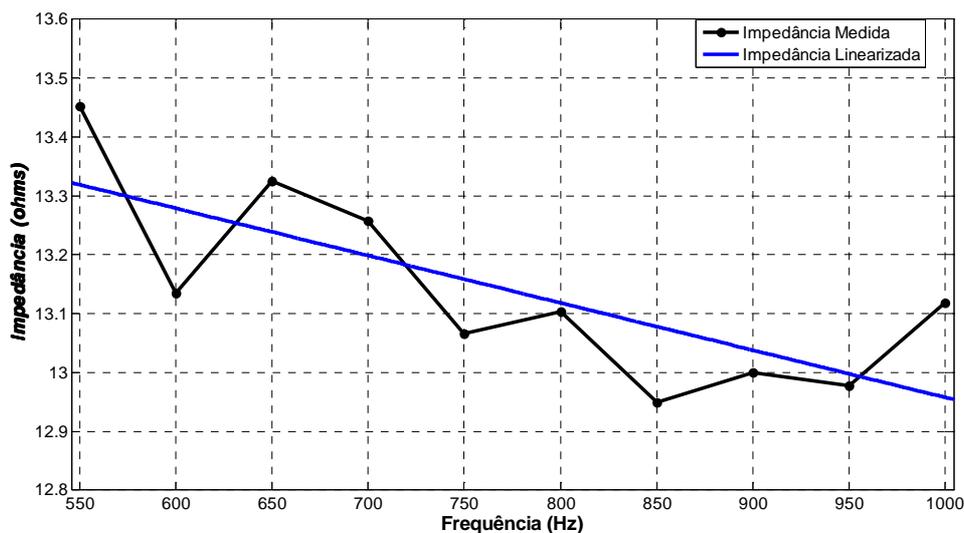


Figura 5.14 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo.
(Eletrodo de potencial a uma distância S1 de 7m da malha de aterramento).

A Figura 5.15 mostra a variação da indutância do sistema de aterramento em função da distância S1. O cálculo foi realizado com base em uma indutância equivalente, considerando o efeito indutivo do sistema de aterramento e o efeito capacitivo do solo. Nota-se que há uma redução da indutância calculada do sistema devido ao acréscimo da capacitância, resultado do aumento na quantidade de amostra do solo que apresenta efeito capacitivo

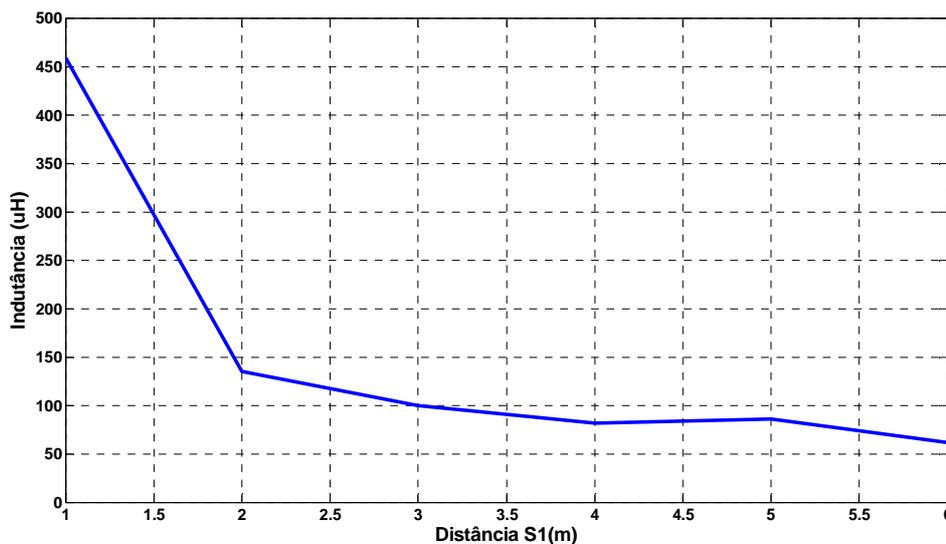


Figura 5.15 – Variação da indutância em função da frequência injetada no solo

Vale ressaltar que a partir da distância S1 de 7m, o sistema começou a apresentar efeito capacitivo, não sendo mostrado, portanto distâncias superiores a 6m na Figura 5.15.

TABELA 5.2
Valores obtidos a uma distância S1 de 62% - Malha de aterramento

Parâmetro	Yokogawa®	Equipamento Desenvolvido
Z	9,0Ω	9,9Ω
R	-	9,1 Ω
ρ_a	53,68Ωm	57, 85Ωm
L	-	61,67uH

5.4. Testes em uma Malha de Aterramento de uma Subestação Energizada

Após verificado a funcionalidade do produto desenvolvido em condições normais de funcionamento em comparação com um produto existente no mercado, foi realizado um teste de ambos os equipamentos em uma subestação em operação. Entretanto, não foi possível realizar medições com o equipamento YOKOGAWA®, visto que este apresentou instabilidade nas medições e valores fora do real, devido oscilações do ponteiro analógico do medidor. Dessa forma, serão apresentados apenas os resultados

obtidos com o equipamento desenvolvido. A Figura 5.16 mostra a tela do *software* desenvolvido durante os testes realizados na subestação energizada.

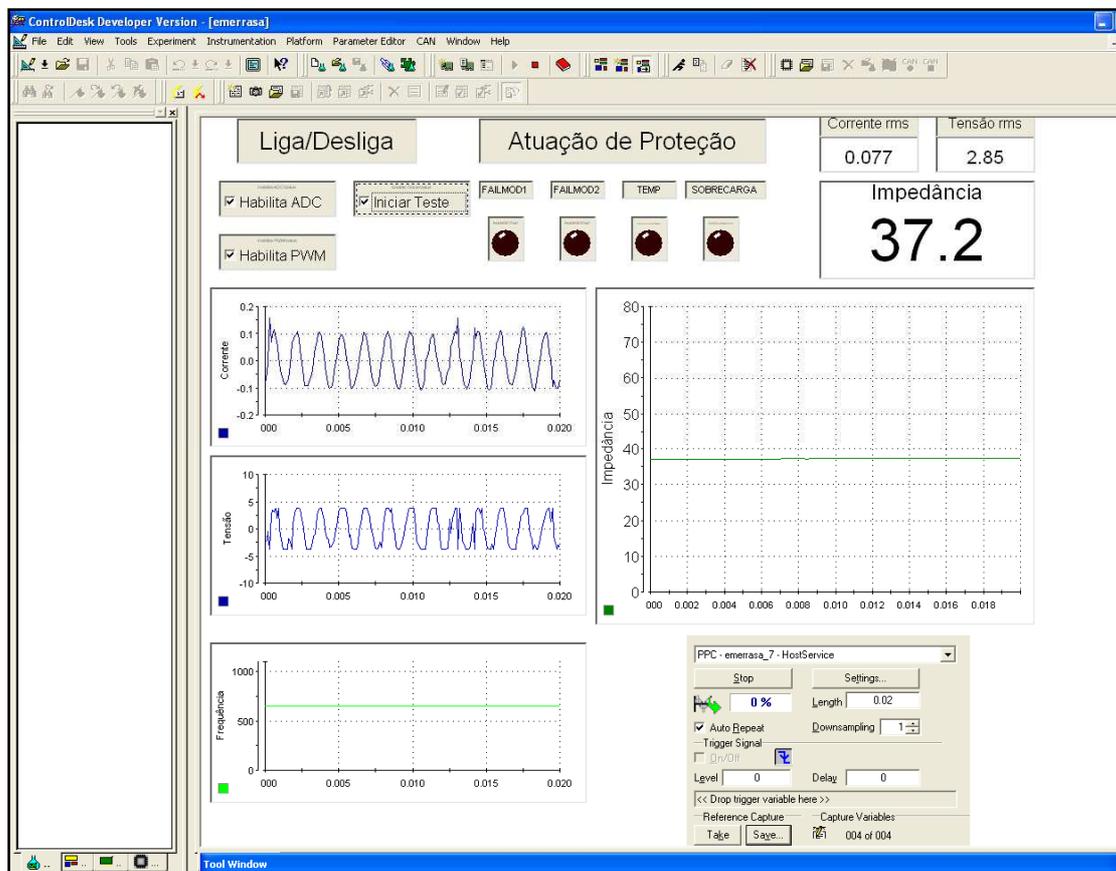


Figura 5.16 – Tela do *software* desenvolvido durante testes realizados em subestação energizada.

Observa-se que apesar das interferências presentes devido a tensões induzidas no solo, as formas de onda de tensão e corrente adquiridas se mostraram satisfatórias devido a atuação dos filtros analógicos presentes no circuito de aquisição e condicionamento de sinais e ao processamento dos sinais, onde foram desprezadas as interferências causadas pela frequência da rede.

Por meio da Figura 5.17 pode-se verificar os valores de resistência e impedância do sistema de aterramento. Nota-se que devido a malha da subestação ser relativamente pequena, esta não apresentou efeito indutivo considerável, fazendo com que a impedância medida apresentasse valor bem próximo à resistência do sistema de aterramento.

Posteriormente, os valores de resistência encontrados foram utilizados para calcular a resistividade do solo, conforme mostrado na Figura 5.18.

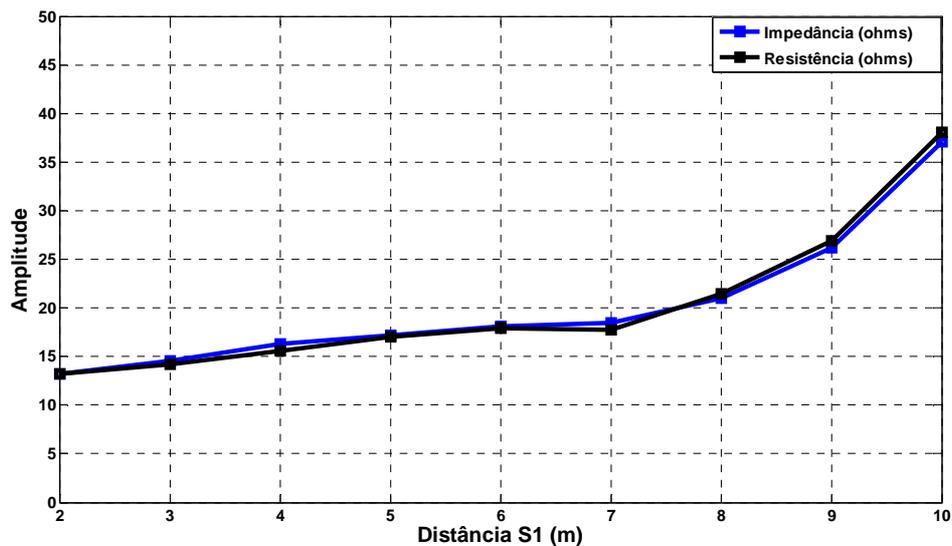


Figura 5.17 – Comparação entre resistência e impedância de aterramento.
(Malha de aterramento de uma subestação energizada)

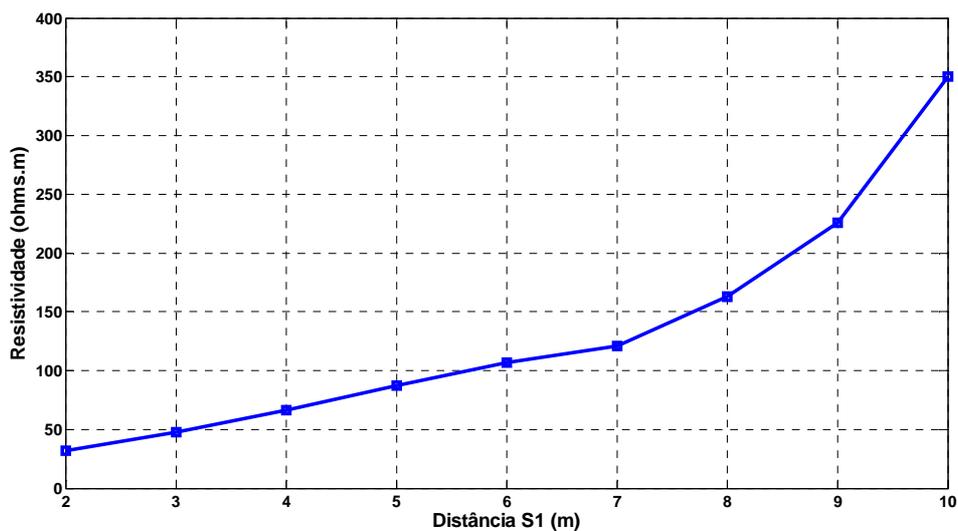


Figura 5.18 – Variação da resistividade em função da distância S_1 .
(Malha de aterramento de uma subestação energizada)

Durante as medições verificou-se que nas distâncias do eletrodo de potencial mais próximas à malha, o efeito indutivo desta prevaleceu sob o efeito capacitivo do solo e para distâncias mais longas, o efeito capacitivo do solo se mostrou predominante, conforme mostrado nas Figuras 5.19 e 5.20, respectivamente.

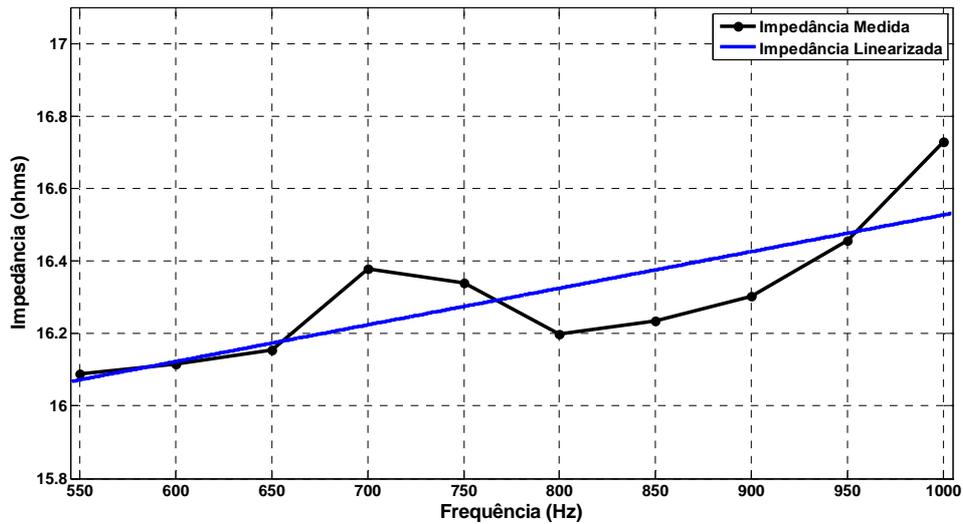


Figura 5.19 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo – efeito indutivo. (Eletrodo de potencial a uma distância S1 de 4m da malha de aterramento da subestação).

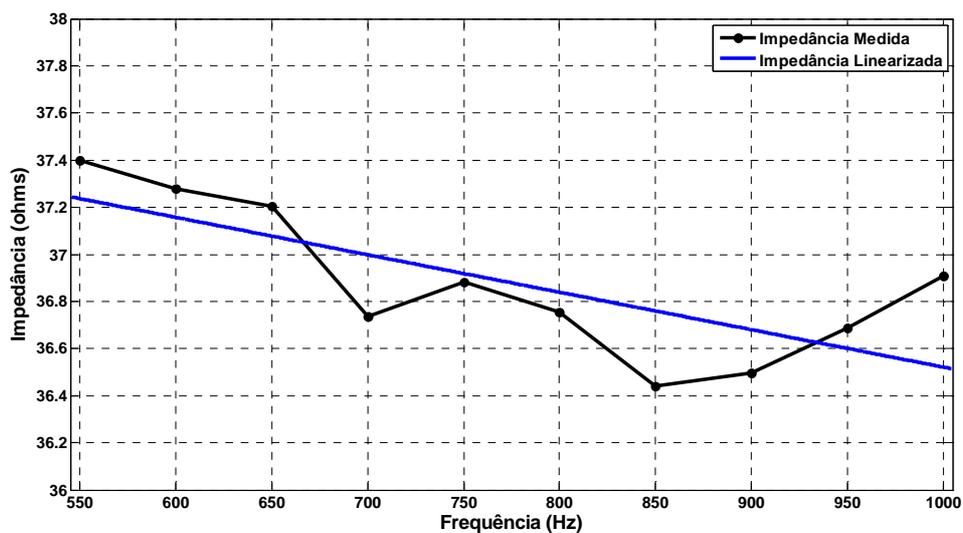


Figura 5.20 – Variação da impedância em função da frequência injetada no solo – efeito capacitivo. (Eletrodo de potencial a uma distância S1 de 10m da malha de aterramento da subestação).

Durante as medições observou-se que o sistema de aterramento da subestação apresentou indutância baixa. Dessa forma, a característica indutiva se mostrou predominante apenas nos primeiros 7m de distância do eletrodo de potencial. A Figura 5.21 mostra os valores de indutância obtidos para estas medições.

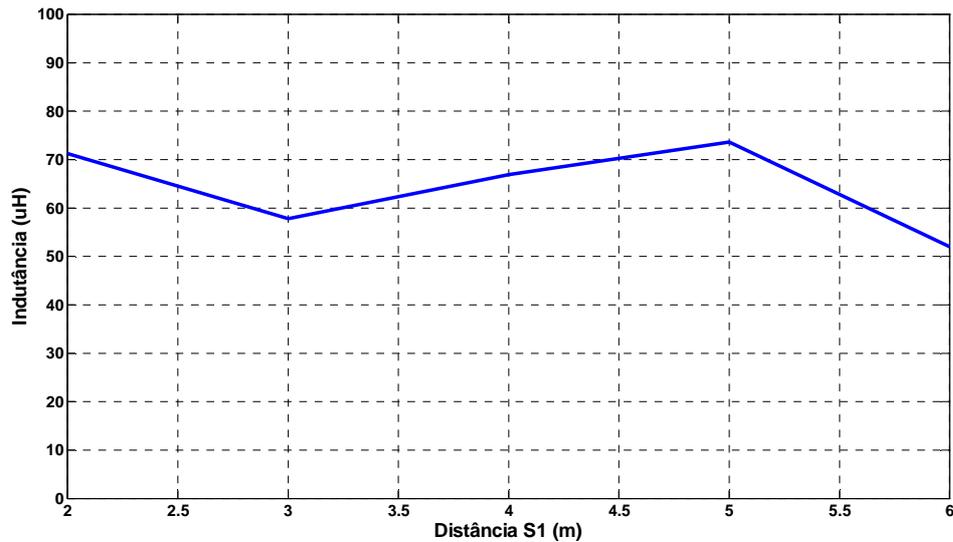


Figura 5.21 – Variação da indutância em função da distância S1.

Nota-se que devido o valor da indutância ser pequeno, esta mostra certa instabilidade, ou seja, valores maiores e menores com o aumento da distância. Entretanto, este fato deve-se aos cálculos realizados, visto que o valor calculado trata-se de uma estimativa da indutância baseado na variação da impedância em virtude da frequência injetada no solo. Vale lembrar também que parte da imprecisão no cálculo da indutância pode ser atribuída a não linearidades do solo.

TABELA 5.3
Valores obtidos a uma distância S1 de 62% - Subestação energizada

Parâmetro	Equipamento Desenvolvido
Z	18,1 Ω
R	17,91 Ω
ρ_a	106,8 Ω m
L	51,88uH

Capítulo 6 – Conclusões

Ao final do desenvolvimento do protótipo observou-se através de resultados experimentais uma operação similar a verificada nas simulações. Nota-se que em ambos os casos o algoritmo desenvolvido para a medição dos parâmetros do solo apresentou boa estabilidade, proporcionando assim medições confiáveis.

Verificou-se durante os testes realizados em campo que devido ao comportamento do solo e do sistema de aterramento que há um acréscimo considerável da impedância do sistema de aterramento de acordo com o aumento da frequência devido a predominância do efeito indutivo. Dessa forma, se torna fundamental a estimação dos parâmetros reativos para análise do sistema sob condições de falta em alta frequência, como descargas atmosféricas.

Foram realizados testes experimentais com o protótipo desenvolvido em comparação com um equipamento que possui a mesma finalidade disponível no mercado. Observou-se durante as medições que ambos apresentaram valores medidos bem próximos, salientando assim a funcionalidade do protótipo desenvolvido.

Nota-se que o instrumento de medição desenvolvido apresenta algumas vantagens com relação aos equipamentos de mercado, visto que tais equipamentos permitem apenas a obtenção de valores de impedância enquanto que o protótipo desenvolvido apresenta a possibilidade de análise das formas de onda de tensão e corrente injetados no solo, cálculos de resistência e resistividade e a estimação dos componentes reativos presentes no sistema.

Outro fato relevante é que quando submetido à medições em subestações energizadas, os equipamentos existentes no mercado apresentam susceptibilidade à interferências presentes no solo devido às tensões induzidas. Dessa forma, faz-se necessária a desenergização da subestação a fim de realizar as medições, o que torna inviável a medição dos parâmetros da malha de aterramento. Em contraste, o protótipo desenvolvido se mostrou capaz de realizar medições livre de tais interferências proporcionando assim medições confiáveis em situações adversas, fato este comprovado apenas pela consistência dos sinais de tensão e corrente amostrados. Dessa forma, faz-se necessário ainda a comparação com outro instrumento que seja capaz de realizar tais medições com o intuito de comprovar este fato.

Foram realizados também testes de avaliação do sistema de proteção do conversor. As situações de falha foram impostas confirmando atuação segura mediante condições de risco. O sistema de proteção se mostrou eficaz atuando em todos os casos, como sobretemperatura e sobrecarga. Ademais, o protótipo desenvolvido apresentou também segurança ao usuário durante sua operação, visto que a injeção de corrente no solo é feita de forma controlada e com baixos níveis, originando assim potenciais baixos de forma a não elevar a tensão de passo ou toque no local das medições.

Vale lembrar também que devido às características do protótipo de apresentar processamento digital de sinais, é possível analisar cada um dos sinais adquiridos em virtude do armazenamento dos dados em memória de massa. Dessa forma, os dados podem ser analisados posteriormente visando verificar a consistência dos valores medidos.

O protótipo desenvolvido apresentou ainda tamanho compacto, devido à redução dos circuitos que o compõem e da utilização de fontes chaveadas que apresentam isolamento e alta densidade de potência, proporcionando assim mobilidade para realizar medições em campo. Dessa forma, o único elemento presente no sistema que apresentou peso e tamanho elevado foi o banco de baterias utilizado. Este fato deve-se ao seu sobredimensionamento para possibilitar medições em uma escala extensa de resistência. Entretanto o banco de baterias é um elemento do sistema que ainda é passível de otimização.

Até o momento o protótipo apresenta seu algoritmo de controle e sistema de processamento de dados implementados no *software Dspace/Control Desk*, necessitando portanto de um computador para sua operação. Entretanto, devido à facilidade desta ferramenta o sistema de controle e aquisição de dados pode ser facilmente migrado para um DSP de forma que o protótipo possa trabalhar embarcado. Dessa forma, o *software* desenvolvido seria utilizado apenas para interpretar os dados de medição armazenados em memória de massa.

Em virtude desse fato, o próximo passo é a integralização do sistema de controle do protótipo desenvolvido utilizando um DSP, tornando sistema autônomo e embarcado de forma a facilitar as medições em campo.

Referências Bibliográficas

- Baker**, D. M.; Agelidis, V. G.; Nayar, C. V.; 1997. "A Comparison of Tri-Level and Bi-Level Current Controlled Grid-Connected Single-Phase Full-Bridge Inverters". ISIE'97, vol. 2, pp. 463 – 468.
- Barbi**, I.; 2001. Projetos de Fontes Chaveadas. Florianópolis; Edição do autor.
- Barbi**, I.; Martins, D. C.; 2001. Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência. Florianópolis; Edição dos Autores.
- Boaventura**, W.C., Lopes, I.J.S., Rocha, P.S.A., Castro JR, F., Dart, F.C. - Testing and evaluating grounding systems of high voltage energized substations: alternative approaches"- IEEE Transaction on Power Delivery, Vol.14, No.3, July 1999.
- Bose**, B. K.; 2006. Power Electronics and Motor Drives. USA; Elsevier.
- Caixeta**, G. P., Simulação Computacional de Descargas Atmosféricas em estruturas de proteção Visando Análise de Compatibilidade Eletromagnética, Unicamp – Tese de Doutorado, pp. 24-28, Abril 2000.
- Choi**, J. K.; Ahn, Y. H.; Woo, J. W.; Jung, G. J.; Han B. S.; Kim, K. C. – Evaluation of Grounding Performance of Energized Substation by Ground Current Measurement – International Conference on Power Systems Transients (IPST'05), Montreal – June – 2005.
- Cunha**, J.G., Aterramento - Disponível em <http://www.miomega.com.br/miomega/html/informacao/artigos/Aterramento.pdf> - Acessado em: 15 de setembro de 2010; 2003.
- D. Lu e R. M. Shier**, "Application of a Digital Signal Analyzer to the Measurement of Power System Ground Impedances," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, no. 4, pp. 1918-1922, April 1981.

Dawalibi, F. P., J. Ma, “Grounding Analysis of a Large Electric Power Station”
IEEE International Conference on Power System Technology, China 22-26
October 2006

Erickson, R.W.; 1997. Fundamentals of Power Electronics. New York; Chapman
& Hall.

Holmes, D. G.; LIPO, Thomas A.; 2003. Pulse Width Modulation for Power
Converters. USA; John Wiley & Sons.

IEEE Guide for Measuring Earth Resistivity, Ground Impedance, and Earth
Surface Potentials of a Ground System – IEEE Std 81 – 1983.

IEEE Guide for Safety in AC Substation Grounding – IEEE Std 80 – 2000.

Khodr, H. M., G. A. Salloum, J.T. Saraiva, M.A. Matos, “Design of Grounding
Systems Substations Using a Mixed-Integer Linear Programming
Formulation” Electric Power Systems Research, 2008.

Kugelstadt T., “Active filter design techniques,” in Op Amps for
Everyone: Design Reference, R. Mancini, Ed. Boston, MA: Newnes, pp. 271–
28, 2009.

Lee, J. S., “High Resolution Geophysical Techniques for Small Scale Soil Model
Testing” – PhD Thesis – Georgia Institute of Technology – December 2003.

Meliopoulos, A. P., R. P. Webb, E. B. Joy, “Analysis of grounding systems”
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 3,
March 1981.

Moreira, Tibiriçá K. “Transmissão em redes telefônicas”. 2. ed. Curitiba:
TELEPAR – ARHD, 1992.

Pomilio, J.A.; DSCE - FEEC, UNICAMP 2009. Eletrônica de Potência – Cap. 6
Disponível em
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltipot/cap6.pdf> - Acessado
em: 20 de julho de 2011.

Souza, E.S. Jr, de Oliveira, R.M.S. e Sobrinho, C.L.S.S., "Development of a computational environment for simulating the Wenner's method and ground stratification", 2nd International Conference on Lightning Physics and Effects, Maceió, Brasil, Nov., 2006.

Souza, K. T., Moura, R. F., Cintra, G. – “Estudo de alternativas para construção de malhas de aterramento num solo de alta resistividade elétrica” – II Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte Nordeste de Educação Tecnológica, IICONNEPI, João Pessoa, PB, 2007.

Sunde, E. D. – “Earth conduction effects in transmission systems” – New York Dover, 1968.

Tuma, E. T - Proposta de Um Novo Modelo Para Análise dos Comportamentos Transitório e Estacionário de Sistemas de Aterramento, Usando-se o Método FDTD – Tese de Doutorado – UFPA, 2005. Disponível em: http://www.lane.ufpa.br/publicacoes/tese_tuma.pdf. Acessado em: 02 de Junho de 2010.