



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

KRISTIAN PESSOA DOS SANTOS

**GERADOR DE IMPULSOS DE TENSÃO USANDO UM CONVERSOR BOOST EM
CASCATA PARA INSPEÇÃO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO**

FORTALEZA

2014

KRISTIAN PESSOA DOS SANTOS

**GERADOR DE IMPULSOS DE TENSÃO USANDO UM CONVERSOR BOOST
EM CASCATA PARA INSPEÇÃO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos

Orientador: Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz.

Coorientador: Prof. Dr. Tobias Rafael Fernandes Neto.

FORTALEZA

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

S235g

Santos, Kristian Pessoa dos.

Gerador de impulsos de tensão usando um conversor boost em cascata para inspeção de sistemas de aterramento / Kristian Pessoa dos Santos. – 2014.

139 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientação: Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz.

Coorientação: Prof. Dr. Tobias Rafael Fernandes Neto.

1. Engenharia elétrica. 2. Conversores. 3. Sistema de aterramento. 4. Gerador de impulsos. I. Título.

CDD 621.3

KRISTIAN PESSOA DOS SANTOS

**GERADOR DE IMPULSOS DE TENSÃO UTILIZANDO UM CONVERSOR
BOOST EM CASCATA PARA AVALIAÇÃO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Aprovada em: 03/10/2014

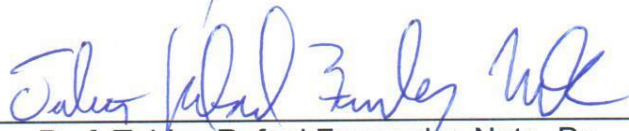
BANCA EXAMINADORA



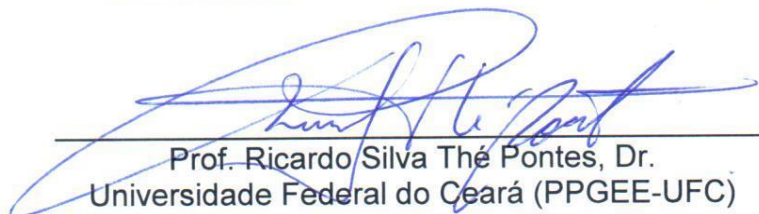
Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)



Prof. Marcus Rogério de Castro, Dr.
Universidade Federal do Ceará - Sobral (UFC)



Prof. Tobias Rafael Fernandes Neto, Dr.
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)



Prof. Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)

A Deus,
Aos meus pais, Kelson e Conceição,
Ao meu irmão, Bergson.
A todos os familiares e amigos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pela vida e saúde. Aos meus pais, Kelson Pereira dos Santos e Conceição de Maria Pessoa dos Santos, por todo empenho em tornar minha formação a melhor possível.

Agradeço ao meu irmão, Bergson Pessoa, e familiares que sempre me apoiaram nas minhas inúmeras idas e vindas a Fortaleza. Agradeço a Millena Valadares pelo apoio nos momentos de dificuldade e por todo amor e carinho. Aos amigos Augusto Tadeu, Kelton, Antônio Wilson, Davi Ribeiro, F^{co} Rondinele e Kelson pela amizade, convivência e apoio.

Agradeço aos amigos do Instituto Federal do Piauí (IFPI) que muito me apoiaram para a realização e conclusão dessa pós-graduação, em especial, aos professores Marcelino, Wilson Rosas, Thiago Escórcio, Franklin, Luis Fernando e Remédios.

Ao professor Cícero Marcos Tavares Cruz pela paciência e dedicação demonstradas durante a orientação deste trabalho. Aos professores do PPGEE Ricardo Silva Thé Pontes e Tobias Rafael Fernandes Neto pela coorientação e grande contribuição para este trabalho. Além disso, são uma grande inspiração como profissionais. Agradeço a todos imensamente pela confiança em mim depositada.

Agradeço a todos os amigos do Projeto Avaliação de Sistemas de Aterramentos e da minha turma do mestrado: Juliano, Heron Alves, Ailton (Vozão), Mário Barreto, Henrique Camelo, Rodrigo Paulino, Felipe Bandeira, Davi Joca, Toinho, Samuel Jó, Alexandre (Play), Daniel Bezerra, Marcelo (*Ragtech*), Welton, Rodnei, Luan Mazza, Amaury, João Aberides, Mascenae (IFPI) pela troca de conhecimentos e amizade ao longo de todos os momentos desse trabalho. Aos amigos do Laboratório de Condicionadores de Energia (LCE): Neto, Lisonildo, Jeferson e Ícaro Silvestre. Um agradecimento em especial aos amigos Mestre Dimas e Ednardo Rodrigues pela ajuda imprescindível durante a montagem do projeto. Aos professores Fernando Luis Marcelo Antunes, Ruth Pastora Saraiva Leão, José Carlos Teles, René Pastor Torrico Bascopé, Paulo Peixoto Praça, e Otacílio Almeida (UFPI). Aos amigos que não mencionei por motivo de esquecimento vão aqui minhas sinceras desculpas.

Agradeço também a todos os funcionários e terceirizados do Departamento de Engenharia Elétrica que contribuíram direta ou indiretamente para a conclusão desse trabalho, em especial, à Jordana Alves, Dulce Sousa, Vasco, Edna e Pedro Augusto.

Ao LAMOTRIZ, LCE e ao GPEC por fornecerem o espaço físico, os equipamentos e componentes necessários ao projeto.

Por fim, agradeço à Companhia Energética do Ceará (COELCE) juntamente ao projeto de P&D – 0039-0045/2011, à Consultoria em Ciências, Engenharia, Gestão de Sistemas e Meio Ambiente (CONCEMA) pelo incentivo da pesquisa e pelo apoio financeiro através das bolsas de estudo ao longo do mestrado.

“Seja você quem for, seja qual for a posição social que você tenha na vida, a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que um dia você chega lá. De alguma maneira você chega lá.”

(Ayrton Senna da Silva)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um gerador de impulsos de tensão usando a topologia de um conversor *boost* em cascata operando em Modo de Condução Descontínua (MCD) que será utilizado para inspeção de sistemas de aterramentos usados pelas concessionárias de energia elétrica. A tensão obtida na saída do conversor é aplicada ao sistema de aterramento que se comporta como uma carga. O sinal aplicado ao aterramento é medido pelo sistema de aquisição de dados e analisado pelo *software* por algoritmos inteligentes. A tensão aplicada tem as características de uma onda tipo dupla exponencial que é um modelo matemático para estudo de descargas atmosféricas. Além disso, o gerador poderá gerar tensões com características de uma onda quadrada. O gerador de impulsos desenvolvido utiliza apenas dispositivos semicondutores na sua construção que apresentam as vantagens de possuir uma longa vida útil, podem operar em altas frequências, são acionados com baixa tensão e possuem uma baixa queda de tensão ao contrário dos tradicionais geradores de impulsos que utilizam os *spark gaps* para chaveamento que apresentam como desvantagens a baixa vida útil e a necessidade de um sistema externo para funcionamento da mesma. Um estudo teórico foi realizado através das análises qualitativa e quantitativa, além das análises do processo de comutação e das perdas nos componentes do conversor. Neste trabalho foi realizado o projeto do conversor *boost* em cascata para inspeção de sistemas de aterramento com uma potência aproximada de 156 W, tensão de entrada eficaz de 110 V_{ca} e tensão de pico de aproximadamente 880 V_{cc} que corresponde à soma da tensão dos capacitores do conversor *boost* quando estão dispostos em série. Um protótipo com as especificações indicadas foi construído e testado experimentalmente em laboratório e em campo utilizando quatro topologias de sistemas de aterramento. Foram realizados testes considerando que a impedância de aterramento era puramente resistiva. Os resultados de simulação e experimentais obtidos são utilizados para validar a análise teórica e o projeto realizado.

Palavras-chave: Conversor *boost* em cascata, Sistema de aterramento, Dupla exponencial, Gerador de impulsos.

ABSTRACT

This paper presents the study and development of a voltage impulse generator using a cascaded boost converter topology operating in Discontinuous Conduction Mode (DCM) which will be used for the inspection of grounding systems used by electric power companies. The output voltage of the converter is applied to the grounding system which behaves as a load. The signal applied to the ground was measured by the data acquisition system and analyzed by an intelligent algorithms software. The voltage has the characteristics of a double exponential waveform which is a mathematical model used for study of lightning. Furthermore, the impulse generator has the option to produce a square waveform output voltage. Unlike, the traditional impulse generator with spark gaps, which was disadvantages of poor lifetime and the need of external system to operating the same, the developed generator uses only semiconductor devices in its construction. A theoretical study was carried out through qualitative and quantitative analyzes moreover, the switching process and the losses in the converter components were studied. In this work was performed the design of a cascaded boost converter for evaluating grounding systems with approximated 156 W, input voltage of 110 Vac rms and an output peak voltage of approximately 880 V_{DC}, which correspond to the sum each voltage capacitor of the boost converter, when they are connected in series. A prototype with the indicated specifications was implemented and experimentally tested in the laboratory and real conditions using four grounding systems configurations. Tests were performed considering that the grounding impedance is resistive. The obtained experimental and simulation results are used to validate the theoretical analysis and the designed converter.

Keywords: Cascaded Boost Converter, Grounding System, Double Exponential, Impulse Generator.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Gerador Marx.....	7
Figura 1.2 – <i>Spark gap trigatron</i>	9
Figura 1.3 – Desgaste na superfície de uma spark gap.....	9
Figura 1.4 – Gerador Marx com multi- estágios de 1200 kV.....	10
Figura 1.5 – Gerador Marx com 15 estágios, 3 MV, 150 kJ.....	11
Figura 1.6 – Circuito básico de um Gerador de impulsos de corrente.....	12
Figura 1.7 - Circuito para produzir a forma de onda exponencial simples.....	13
Figura 1.8 - Forma de onda exponencial simples.....	14
Figura 1.9 – Circuitos de geradores de tensão.....	14
Figura 1.10 - Circuitos equivalentes usando a transformada de Laplace.....	14
Figura 1.11 – Circuito de um gerador de impulsos de corrente que utiliza dispositivos semicondutores.....	17
Figura 1.12 – Modelo de gerador de impulsos usando um conversor <i>boost</i> em cascata.....	19
Figura 1.13 – Formas de onda quadrada utilizada por geradores de impulsos.....	19
Figura 1.14 – Formas de onda dupla exponencial utilizada por geradores de impulsos.....	20
Figura 1.15 – Forma de onda padrão para impulso de corrente.....	21
Figura 2.1 – Topologia do conversor <i>boost</i> em cascata.....	23
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	24
Figura 2.3 – Segunda etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	25
Figura 2.4 – Terceira etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	26
Figura 2.5 – Quarta etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	26
Figura 2.6 – Formas de onda teóricas do conversor <i>boost</i> em cascata.....	27
Figura 3.1 – Topologia do conversor <i>boost</i> em cascata.....	38
Figura 3.2 – Primeira etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	39
Figura 3.3 – Segunda etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	40
Figura 3.4 – Terceira etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	41
Figura 3.5 – Quarta etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	42
Figura 3.6 – Quinta etapa de operação do conversor <i>boost</i> em cascata.....	42
Figura 3.7 – Formas de onda teóricas do conversor <i>boost</i> em cascata.....	43
Figura 4.1 – Núcleo NEE 55/28/21 THORTON.....	57
Figura 5.1 – Visão 3D do protótipo desenvolvido.....	64
Figura 5.2 – Visão 3D da placa para o microcontrolador.....	65

Figura 5.3 – Circuito de simulação no <i>PSIM</i>	66
Figura 5.4 – Formas de onda da tensão <i>gate–source</i> das chaves semicondutoras.....	66
Figura 5.5 – Forma de onda ampliada da corrente nos indutores L1, L2 e L3.....	67
Figura 5.6 – Forma de onda ampliada da tensão nos indutores L1, L2 e L3.	67
Figura 5.7 – Forma de onda ampliada da tensão nas chaves semicondutoras S2, S3 e S5.	68
Figura 5.8 – Forma de onda da tensão na chave semicondutora S7.....	68
Figura 5.9 – Forma de onda ampliada da tensão nos diodos D6, D7 e D8.	69
Figura 5.10 – Forma de onda da tensão nos capacitores C1 – C6.....	69
Figura 5.11 – Forma de onda da tensão e corrente aplicada ao sistema de aterramento.	70
Figura 5.12 – Formas de onda da tensão <i>gate–source</i> das chaves semicondutoras.	71
Figura 5.13– Forma de onda da tensão <i>gate–source</i> das chaves semicondutoras de forma ampliada.	71
Figura 5.14 – Forma de onda da tensão na chave S7 e nos capacitores C1 – C6.....	72
Figura 5.15 – Forma de onda da tensão e corrente aplicadas no aterramento.....	72
Figura 5.16 – Formas de onda para acionamento das chaves semicondutoras (10V/div).....	74
Figura 5.17 – Tensão sobre os capacitores C1 - C6 (200V/div).....	75
Figura 5.18 – Tensão sobre as chaves S2, S3 e S5 (200V/div).	76
Figura 5.19 – Tensão sobre as chaves semicondutoras S2, S3 e S5 de modo ampliado (200V/div).	77
Figura 5.20 – Tensão sobre os diodos D6 - D8 (200V/div).	78
Figura 5.21 – Tensão(200V/div) e corrente (1A/div) sobre a carga no modo dupla exponencial.....	79
Figura 5.22 – Tensão e corrente sobre a carga no modo dupla exponencial usando um cabo de 40m.....	79
Figura 5.23 – Formas de onda para acionamento das chaves semicondutoras (10V/div).....	80
Figura 5.24 – Formas de onda para acionamento das chaves semicondutoras (10V/div).....	81
Figura 5.25 – Tensão sobre os capacitores C1 – C6 (200V/div).....	82
Figura 5.26 – Tensão sobre as chaves S2, S3 e S5 (200V/div).	83
Figura 5.27 – Tensão sobre os diodos D6 – D8 (200V/div).....	84
Figura 5.28 – Tensão (500V/div) e corrente (2,5A/div) sobre a carga no modo onda quadrada.	85
Figura 5.29 – Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) sobre a carga no modo onda quadrada usando um cabo de 40 m.	85
Figura 5.30 – Metodologia para ensaio experimental de um sistema de aterramento.....	86

Figura 5.31 – Método da queda de potencial.	88
Figura 5.32 – Perfil da resistência de aterramento em relação à distância.	88
Figura 5.33 - a) Representação física de uma haste de aterramento; b) Circuito equivalente para baixa frequência; c) Circuito equivalente para alta frequência;	89
Figura 5.34 – Projeto de inspeção de sistemas de aterramentos montado em ensaio de campo.	90
Figura 5.35 – Sistema de aterramento elétrico montado para testes.	91
Figura 5.36 – Tensão (100V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em haste única.	92
Figura 5.37 – Tensão (100V/div) e corrente (1A/div) quadradas aplicadas em haste única.	93
Figura 5.38– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) quadradas aplicadas em haste única.	94
Figura 5.39– Tensão (500V/div) e corrente (1A/div) quadradas aplicadas em haste única.	94
Figura 5.40 – Tensão (100V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em duas hastes.	95
Figura 5.41 – Tensão (100V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em duas hastes.	96
Figura 5.42– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em duas hastes.	97
Figura 5.43– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em duas hastes.	97
Figura 5.44 – Tensão (50V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em três hastes.	98
Figura 5.45 – Tensão (50V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em três hastes.	99
Figura 5.46 – Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em três hastes.	100
Figura 5.47 – Tensão (500V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em três hastes.	100
Figura 5.48 – Tensão (50V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em quatro hastes.	101
Figura 5.49 – Tensão (50V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em quatro hastes.	102
Figura 5.50– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em quatro hastes.	103
Figura 5.51 – Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em quatro hastes.	103
Figura A.1 – Circuito de simulação do conversor boost em cascata.	113
Figura B.1 – Diagrama esquemático da placa do microcontrolador.	114
Figura B.2 – Diagrama esquemático da placa do microcontrolador.	1156
Figura C.1 – Diagrama esquemático da placa com os optoacopladores.	116
Figura C.2– Visão 3D da placa com os optoacopladores.	117
Figura C.3 – Placa com os optoacopladores montada.	117
Figura D.1 – Placa da fonte auxiliar.	118
Figura E.1 – Conversor <i>boost</i> em cascata interligado às placa do microcontrolador, <i>drivers</i> e fonte auxiliar.	119
Figura F.1 – Gerador de impulsos de tensão que utiliza transformadores e dispositivos semicondutores.	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 4-1– Especificações do conversor.	54
Tabela 4-2 – Parâmetros assumidos para o projeto.	54
Tabela 4-3 – Especificações técnicas do diodo retificador.....	55
Tabela 4-4 – Valor da tensão nos capacitores.	55
Tabela 4-5 – Especificações técnicas dos capacitores EPCOS 330 μ F/450V.....	56
Tabela 4-6 – Parâmetros utilizados no dimensionamento do indutor.	56
Tabela 4-7 – Parâmetros do núcleo adotado.....	57
Tabela 4-8 – Especificações técnicas do MOSFET.....	60
Tabela 4-9 – Especificações técnicas do diodo.	61

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

avg	<i>Average</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Continua</i>
COELCE	Companhia Energética do Ceará
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LTK	Lei das Tensões de Kirchhoff
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
PIC	<i>Programmable Interface Controller</i> (Controlador de Interface Programável)
PSIM	Power Sim
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SEP	Sistemas Elétricos de Potência
UFC	Universidade Federal do Ceará

LISTA DE SÍMBOLOS

kV	Kilo Volts
C_n	Capacitores do gerador <i>marx</i>
R_S	Resistência série do gerador <i>marx</i>
T	Objeto teste
R_1	Resistor do gerador <i>marx</i>
R_2	Resistor do gerador <i>Marx</i>
n	Número de estágios do gerador <i>marx</i>
kA	Kilo ampere
MV	Mega Volts
kJ	Kilo Joule
RLC	Resistor indutor e capacitor
V_{DC}	Fonte de tensão de Carregamento CC do capacitor
R_L	Resistor limitador de corrente
C	Capacitor
L	Indutor
R_{SH}	Resistor para medição de corrente
$i(t)$	Impulso de corrente
C_1-C_3	Banco de capacitores
S_1-S_2	Chaves semicondutoras
R_O	Sistema de aterramento
C_n	Capacitores do conversor boost
S_n	Chaves semicondutoras do conversor boost
t_f	Tempo de pico
t_p	Tempo de meia-onda
%	porcentagem
μs	Micro segundos
t_C	Largura de pulso
T	período
A	Haste de aterramento
P	Eletrodo de aterramento de tensão
C	Eletrodo de aterramento de retorno de corrente
V_{terra}	Tensão no aterramento entra A e C

I_{terra}	Corrente aplicada no aterramento entra A e C
R_{terra}	Resistência de aterramento estimada
d_1	Distância entre a haste A e o eletrodo P
d_2	Distância entre os eletrodos P e C
$Z(f)$	Impedância de aterramento no domínio da frequência
$V(f)$	Tensão de aterramento no domínio da frequência
$I(f)$	Corrente de aterramento no domínio da frequência
V_{CA}	Fonte de alimentação em corrente alternada
S1-S7	Chaves semicondutoras do conversor boost em cascata
D1-D9	Diodos ultra rápidos do conversor boost em cascata
C1- C6	Capacitores eletrolíticos do conversor boost em cascata
L1-L3	Indutores do conversor boost em cascata
C_{Filtro}	Filtro Capacitivo do conversor boost em cascata
R_o	Resistência do sistema de aterramento
T1	Transformador isolador do conversor boost em cascata
V_E	Tensão CC após retificação
V_{rmsrede}	Tensão <i>rms</i> da rede
V_{C12}	Tensão entre os capacitores C1 e C2 em série
V_{C34}	Tensão entre os capacitores C3 e C4 em série
V_{C56}	Tensão entre os capacitores C5 e C6 em série
$I_{L1\text{MAX}}$	Corrente máxima no indutor L1
D	Ciclo de trabalho
f_s	Frequência de chaveamento do conversor <i>boost</i>
$I_{L2\text{MAX}}$	Corrente máxima no indutor L2
$I_{L3\text{MAX}}$	Corrente máxima no indutor L3
$i_{L1}(t)$	Corrente no indutor L1 em função do tempo
t_{o1}	Tempo necessário para troca de energia entre L1 e C1-C2
t_{o2}	Tempo necessário para troca de energia entre L2 e C3-C4
t_{o3}	Tempo necessário para troca de energia entre L3 e C5-C6
V_{L1}	Tensão sobre L1
V_{L2}	Tensão sobre L2
V_{L3}	Tensão sobre L3
$I_{L1\text{rms}}$	Corrente <i>rms</i> sobre L1

I_{L2rms}	Corrente <i>rms</i> sobre L2
I_{L3rms}	Corrente <i>rms</i> sobre L3
I_{L1avg}	Corrente média sobre L1
I_{L2avg}	Corrente média sobre L2
I_{L3avg}	Corrente média sobre L3
V_{D6}	Tensão sobre o diodo D6
V_{D7}	Tensão sobre o diodo D7
V_{D8}	Tensão sobre o diodo D8
V_{Sn}	Tensão sobre as chaves semicondutoras S1 – S7
I_{Sn_rms}	Corrente <i>rms</i> sobre as chaves semicondutoras S1 – S7
I_{Sn_avg}	Corrente média sobre as chaves semicondutoras S1 – S7
$V_{Cn,n+1}$	Tensão sobre o capacitor C_n e C_{n+1}
G_T	Ganho estático do conversor <i>boost</i>
ΔV_{Cap}	Queda de tensão sobre o capacitor C_n
V_{out}	Tensão de saída dos capacitores somadas que será aplicada à carga
R_O	Resistência de carga
P_{Tef}	Potência média do conversor <i>boost</i>
P_o	Potência de saída
V_{ief_nom}	Tensão de entrada eficaz nominal
V_{max}	Tensão de entrada máxima
f_r	Frequência da rede
V_T	Tensão de saída
f_s	Frequência de comutação
R_O	Resistência de carga
η	Rendimento teórico estimado
$V_{(BR)CES}$	Tensão reversa máxima nos diodos D1-D4
$I_{F(AV)}$	Corrente direta nos diodos D1-D4
I_{FSM}	Corrente de pico não repetitiva nos diodos D1-D4
V_F	Tensão direta ($I_F = 10 A$) nos diodos D1-D4
R_{SE}	Resistência Série equivalente
J_{max}	Máxima densidade de corrente
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético
μ_0	Permeabilidade do ar

K_w	Fator de ocupação da janela
A_e	Área da perna central
A_w	Área da janela
A_p	Produto das áreas
l_e	Comprimento efetivo
V_n	Volume do núcleo
μ_e	Permeabilidade do material
n_e	Número de espiras
l_g	Entreferro
$S_{\text{fio_Ln}}$	A secção total do condutor
$S_{20\text{AWGC}}$	Secção do fio 20 AWG sem isolamento
$S_{20\text{AWGS}}$	Secção do fio 20 AWG com isolamento
n_{fp}	Número de fios em paralelo
K_u	Fator de utilização da janela
ρ_{cobre}	Resistividade do cobre
R_{cobre}	Resistência do cobre
P_{nucleo}	Perdas no núcleo
K_H	Coefficiente de perdas por histerese
K_E	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
P_{cobre}	Perdas no cobre ou no enrolamento
$P_{\text{totais_Ln}}$	Perdas totais no indutor
$I_{\text{Sn_avg}}$	Corrente média nas chaves semicondutoras
$I_{\text{Sn_max}}$	Corrente máxima nas chaves semicondutoras
$V_{\text{Sn_max}}$	Tensão reversa máxima nas chaves semicondutoras
V_{DS}	Tensão <i>Dreno–Source</i>
I_D	Corrente direta
I_{DM}	Corrente de dreno (pulsada)
V_{GS}	Tensão <i>gate–source</i>
t_R	Tempo de subida
t_F	Tempo de descida
T_J	Faixa de temperatura de operação
R_{JC}	Resistência térmica junção - carcaça

R_{CD}	Resistência térmica carcaça - dissipador
R_{DS}	Resistência <i>Dreno–Source</i>
$P_{S_{com}}$	Perdas por comutação
$P_{S_{con}}$	Perdas por condução
P_{Sn_Total}	Perdas totais nas chaves semicondutoras
V_{DS}	Tensão <i>Dreno–Source</i>
I_D	Corrente direta
I_{DM}	Corrente de dreno (pulsada)
V_{GS}	Tensão <i>gate–source</i>
t_R	Tempo de subida
t_F	Tempo de descida
T_J	Faixa de temperatura de operação
R_{JC}	Resistência térmica junção - carcaça
R_{CD}	Resistência térmica carcaça - dissipador
R_{DS}	Resistência <i>Dreno–Source</i>
I_{Dn_max}	Máxima corrente nos diodos D1-D4
V_{D_rev}	Tensão reversa máxima nos diodos D1-D4
V_{RRM}	Tensão reversa máxima nos diodos D1-D4
$I_{F(AV)}$	Corrente direta nos diodos D1-D4
I_{FSM}	Corrente de pico não repetitiva nos diodos D1-D4
V_F	Tensão direta nos diodos D1-D4
t_{RR}	Tempo de recuperação reversa nos diodos D1-D4
t_F	Tempo de descida nos diodos D1-D4
T_J	Faixa de temperatura de operação nos diodos D1-D4
$P_{D_{com}}$	Perdas por condução nos diodos D1-D4
m^2	Metro quadrado
$V_{GS}S_n$	Tensão entre o <i>Gate</i> e <i>Source</i> da chave
kHz	Kilo Hertz
MS/s	Mega <i>Sampling</i> por segundo
dB	Decibéis

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	1
Motivação	2
Objetivos	4
Estrutura da Dissertação	4
1 GERADORES DE IMPULSOS – ESTADO DA ARTE.....	6
1.1 Introdução.....	6
1.2 Geradores <i>Marx</i>	7
1.2.1 Geradores de corrente	11
1.2.2 Geradores de tensão	13
1.3 Geradores de impulsos que utilizam chaves semicondutoras	17
1.4 Tipos de impulsos	19
1.5 Considerações Finais.....	21
2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BOOST EM CASCATA COM TENSÃO DUPLA EXPONENCIAL NA CARGA	22
2.1 Introdução.....	22
2.2 Análise qualitativa do conversor.....	23
2.2.1 Descrição das etapas de operação	23
2.2.2 Principais formas de onda	26
2.3 Análise quantitativa do conversor	28
2.3.1 Esforços de tensão e corrente nos indutores L1, L2 e L3	28
2.3.2 Esforços de tensão e corrente nos diodos D6, D7 e D8.....	31
2.3.3 Esforços de tensão e corrente nas chaves semicondutoras S1 a S7.....	32
2.3.4 Esforços de tensão nos capacitores C1 a C6.	34
2.3.5 Determinação do ganho estático G_T	35
2.3.6 Determinação da capacitância e indutância.	36
2.3.7 Determinação da energia e potência.....	37
2.4 Considerações Finais.....	37

3	ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BOOST EM CASCATA COM TENSÃO QUADRADA NA CARGA	38
3.1	Introdução.....	38
3.2	Análise qualitativa do conversor.....	38
3.2.1	Descrição das etapas de operação	39
3.2.2	Principais formas de onda	42
3.3	Análise quantitativa do conversor	44
3.3.1	Esforços de tensão e corrente nos indutores L1, L2 e L3	44
3.3.2	Esforços de tensão e corrente nos diodos D6, D7 e D8.....	47
3.3.3	Esforços de tensão e corrente nas chaves semicondutoras S1 a S7.....	48
3.3.4	Esforços de tensão nos capacitores C1 a C6.	50
3.3.5	Determinação do ganho estático G_T	51
3.4	Considerações Finais.....	53
4	PROJETO DO CONVERSOR BOOST EM CASCATA	54
4.1	Introdução.....	54
4.2	Especificações e Considerações do Projeto	54
4.3	Dimensionamento dos componentes	55
4.3.1	Dimensionamento do diodo da ponte retificadora	55
4.3.2	Dimensionamento dos capacitores.....	55
4.3.3	Dimensionamento do indutor de armazenamento de energia.....	56
4.3.4	Dimensionamento das chaves semicondutoras.....	59
4.3.5	Dimensionamento dos diodos	61
4.3.6	Cálculo da potência do conversor e rendimento teórico.....	62
4.4	Considerações Finais.....	63
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	64
5.1	Introdução.....	64
5.2	Resultados de simulação para o conversor <i>boost</i> com saída dupla exponencial	65
5.3	Resultados de simulação para o conversor <i>boost</i> com saída quadrada.....	70
5.4	Resultados experimentais em laboratório.....	73
5.4.1	Resultados experimentais para onda dupla exponencial em laboratório	73

5.4.2	Resultados experimentais para onda quadrada em laboratório.....	80
5.5	Resultados experimentais utilizando um sistema de aterramento como carga	86
5.5.1	Considerações relevantes sobre o software desenvolvido e ensaios nos sistemas de aterramentos	87
5.5.2	Ensaio utilizando uma haste simples como aterramento.....	91
5.5.3	Ensaio utilizando duas hastes alinhadas como aterramento.....	95
5.5.4	Ensaio utilizando três hastes alinhadas como aterramento	98
5.5.5	Ensaio utilizando quatro hastes alinhadas como aterramento	101
5.6	Considerações Finais.....	104
CONCLUSÃO GERAL		105
SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS		107
TRABALHOS PUBLICADOS.....		108
REFERÊNCIAS		109
APÊNDICE A – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO		113
APENDICE B – MICROCONTROLADOR		114
APENDICE C – OPTOACOPLADORES		116
APENDICE D – FONTE AUXILIAR		118
APENDICE E – PROJETO MONTADO PARA TESTES EM LABORATÓRIO		119
APENDICE F – GERADOR DE IMPULSOS DE TENSÃO QUE UTILIZA TRANSFORMADORES ELEVADORES		120

INTRODUÇÃO GERAL

Os Sistemas Elétricos de Potência (SEP) são projetados para promover a máxima confiabilidade, continuidade, qualidade e baixo custo aos consumidores. A cada ano vem aumentando a demanda e, também a exigência por qualidade, continuidade e confiabilidade no fornecimento de eletricidade por parte dos órgãos reguladores e dos consumidores. Dessa forma, é necessário que os sistemas de aterramentos das concessionárias tenham o máximo de eficiência possível para que operem corretamente quando preciso. Logo, o projeto e a inspeção dos sistemas de aterramento são fundamentais para garantir a confiabilidade e funcionalidade esperada do mesmo.

Segundo (NOGUEIRA, 2002) os sistemas de aterramento desempenham funções bem definidas no SEP como proteção de equipamentos e segurança de pessoas. Segundo (TELLÓ, 2007), apesar dos sistemas de energia operarem em regime contínuo na maior parte do tempo, os mesmos estão sujeitos a sobretensões e sobrecorrentes causadas por surtos de baixa frequência e transitórios eletromagnéticos (alta frequência) devido a correntes impulsivas provenientes de descargas atmosféricas. Uma das funções mais importantes de um sistema de aterramento é proporcionar um caminho de baixa impedância para correntes provenientes de surtos atmosféricos, de chaveamentos do SEP, curto circuitos e desbalanceamento de tensão na frequência industrial através dos eletrodos de aterramento garantindo a segurança dos equipamentos e pessoas (NOGUEIRA, 2002) e (MALONE *et al.*, 2014).

Devido às suas extensões territoriais e ao fato de estar próximo ao equador geográfico, o Brasil é um dos países mais atingidos no mundo por este fenômeno natural com uma média de 60 milhões de descargas atmosféricas por ano, ou seja, uma média de 7 relâmpagos por km² ao ano segundo o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE, 2013).

Segundo (TELLÓ, 2007), as concessionárias de energia possuem critérios bem definidos de projetos aplicados a seus sistemas de aterramento que devem ser capazes de suportar surtos de baixa e alta frequência. Dessa forma, o desempenho dos sistemas de aterramento de instalações industriais, comerciais e residenciais que sejam capazes de suportar surtos de baixa e alta frequência tem adquirido uma grande importância na comunidade científica (TELLÓ, 2007). Os distúrbios originados pelas descargas atmosféricas atingem, além dos SEP, os sistemas de comunicação e telecomunicação e podem causar

grandes transtornos. Segundo (INPE, 2013), as descargas atmosféricas são responsáveis por 70 % dos desligamentos no setor de transmissão e 40 % na distribuição de energia elétrica.

Segundo (FILHO, 2005), quando um surto de alta frequência atinge o solo provoca efeitos elétricos e magnéticos em alta intensidade e em frequências elevadas. Segundo (MALONE *et al.*, 2014), quando um sistema de aterramento é submetido a impulsos de corrente de alta frequência, a sua resposta é significativamente diferente do comportamento em baixa frequência. Além disso, muitos fatores interferem no desempenho e na inspeção do sistema de aterramento como a topologia do sistema de aterramento, número de hastes, tamanho das hastes, estratificação do solo, os parâmetros elétricos do solo (resistividade elétrica, permeabilidade elétrica relativa, etc) e os efeitos de propagação no solo. Segundo (HADDAD, 2010) o desempenho do aterramento também depende das características do sinal de corrente que é aplicado no solo.

Nesse contexto, para que seja possível a inspeção de um sistema de aterramento, é proposta uma metodologia onde um gerador de impulsos de tensão é desenvolvido e que este seja capaz de aplicar uma tensão e uma corrente em um sistema de aterramento, pois, quando o mesmo é submetido a um surto de alta frequência, serão obtidas diferentes respostas de tensão por um sistema de aquisição de dados. Estas respostas variam conforme a topologia do sistema de aterramento, número e tamanho das hastes.

Motivação

Segundo (FILHO, 2002), os sistemas de aterramentos possuem duas funções fundamentais: garantir o desempenho do sistema elétrico ao qual está conectado e a segurança das pessoas nas proximidades do sistema. Uma vez implantado, um sistema de aterramento deve ser testado para garantir sua eficiência e confiabilidade. Em muitos sistemas de distribuição de energia as concessionárias não tem certeza se os seus sistemas de aterramento estão adequados às normas ou se foram instalados corretamente por vários motivos como: falta de arquivos técnicos, mudanças que não foram devidamente catalogadas ou mesmo falha na execução dos projetos elétricos durante a instalação. Para verificar as características de um sistema de aterramento (número de hastes, profundidade, topologia, etc.), dentre outros métodos, uma das maneiras mais simples que é geralmente utilizada pelas concessionárias de energia é fazer a escavação mecânica do local, quando possível. Entretanto, este é um processo lento, trabalhoso e que pode sair caro dependendo do local. Para verificar o

desempenho de um sistema de aterramento a metodologia geralmente adotada é a medição da resistência de aterramento, entretanto, assim como a escavação mecânica, esta metodologia de inspeção demanda muito tempo e, em centros urbanos, dificilmente encontra-se espaço físico suficiente ou áreas de solo livre para fixação dos eletrodos auxiliares para realização do ensaio (SOUZA, *et.al*, 2014b).

Dentro desse contexto, o presente trabalho apresenta um gerador de impulsos de tensão com o objetivo principal de aplicar sinais de tensão em algumas topologias de sistemas de aterramento que são utilizadas pelas concessionárias de energia elétrica com a finalidade de inspecionar as características do sistema de aterramento. A inspeção é realizada em conjunto com um sistema de aquisição de dados e com um *software* que utiliza algoritmos inteligentes para identificação de padrões. Este último foi desenvolvido pelo grupo de pesquisa intitulado “Avaliação de Sistemas de Aterramento” tem por objetivo desenvolver técnicas e ferramentas para determinação das características de solos e inspeção de sistemas de aterramentos. A presente dissertação é um dos resultados do trabalho realizado pelo grupo de pesquisa.

O gerador de impulsos de tensão desenvolvido nesta dissertação é um dos principais conversores estáticos não isolados da eletrônica de potência que são os conversores *boost* CC/CC. Para obter um nível de tensão e corrente necessárias para o bom funcionamento do sistema de aquisição de dados foram usados três conversores *boosts* clássicos dispostos em cascata. A tensão obtida é aplicada ao sistema de aterramento que se caracteriza como a carga. O sinal aplicado ao aterramento é medido pelo sistema de aquisição de dados e analisado pelo *software* com algoritmos inteligentes. A tensão aplicada tem as características de uma onda tipo dupla exponencial que é um modelo matemático usado para estudo de descargas atmosféricas (NAIDU; KAMARAJU, 2009). Além disso, o gerador também poderá aplicar uma onda quadrada, logo, o gerador de impulsos de tensão pode fornecer dois tipos de sinais proporcionando ao *software* uma maior flexibilidade para inspeção de sistemas de aterramento. O *software* identificará as diferentes características desse sinal de tensão aplicada ao sistema de aterramento e, após compará-los com o seu banco de dados de várias medições anteriores, poderá identificar as características da topologia do sistema de aterramento com alguma margem de aproximação evitando, portanto, a necessidade de escavações mecânicas.

Objetivos

Com essa dissertação busca-se uma contribuição científica ao estudo e ao desenvolvimento de uma topologia de um conversor elevador de tensão com aplicação específica para inspeção de sistemas de aterramento. Em seguida, busca-se o desenvolvimento de um protótipo que se apresente como uma solução confiável e que seja capaz de realizar, em conjunto com o *software* e o sistema de aquisição de dados, a inspeção do sistema de aterramento.

Como objetivos específicos deste trabalho têm-se:

- A realização de uma revisão na literatura técnica sobre as topologias de geradores de impulsos de tensão.
- Estudo teórico do conversor: análises qualitativa e quantitativa;
- Projeto do circuito de potência.
- Simulação computacional via *software* dedicado para circuitos eletrônicos;
- Implementação do protótipo desenvolvido em laboratório e testes em campo usando topologias de sistemas de aterramento que são utilizadas pelas concessionárias de energia elétrica.

Estrutura da Dissertação

O presente trabalho foi dividido como segue:

No capítulo 1 é feita uma abordagem dos principais geradores de impulsos utilizados atualmente destacando seu funcionamento e descrevendo os seus componentes. Além disso, são discutidas as suas vantagens e desvantagens.

No capítulo 2 é feita uma análise qualitativa e quantitativa do gerador de impulsos de tensão usando um conversor *boost* em cascata que aplica uma tensão dupla exponencial em um sistema de aterramento, ressaltando os cálculos de esforços de tensão e corrente nos seus componentes e o seu princípio de funcionamento.

No capítulo 3 é feita uma análise qualitativa e quantitativa do gerador de impulsos de tensão usando um conversor *boost* em cascata que aplica uma tensão quadrada em um sistema de aterramento, ressaltando os cálculos de esforços de tensão e corrente nos seus componentes e o seu princípio de funcionamento.

No capítulo 4 é apresentado um exemplo de projeto do conversor *boost* em cascata onde são expostos os aspectos e faixas de operação do conversor, o dimensionamento dos elementos magnéticos e os esforços de corrente e tensão nos semicondutores.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação e os resultados experimentais utilizando alguns sistemas de aterramento como carga do conversor e comparando com os resultados de simulação. Além disso, é apresentada a metodologia para o funcionamento do sistema de aquisição de dados e do *software* desenvolvido em conjunto com o gerador de impulsos de tensão.

Por fim são apresentadas as conclusões finais e principais sugestões para trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento do conversor proposto.

1 GERADORES DE IMPULSOS – ESTADO DA ARTE

1.1 Introdução

Este capítulo apresenta o estado da arte dos principais geradores de impulsos utilizados atualmente pelos centros de pesquisa e profissionais da área. Os geradores de impulsos são dispositivos capazes de produzir um sinal de tensão ou de corrente muito curto em uma determinada carga que poderá ter características bem distintas.

Segundo (BAEK *et al.*, 2002, 2005), atualmente os geradores de impulsos podem ser utilizados nas mais diversas áreas de estudo como:

- Física: Aceleradores de partículas, física de altas energias.
- Militar: Aplicações em armamentos.
- Indústria: Tratamento de metais, solda a laser, dispositivos a plasma, destruição de rochas, fundição do aço, precipitação eletrostática.
- Medicina: Reparação óssea, injeção de materiais através da pele sem agulhas, cirurgia ocular.
- Meio-Ambiente: Destruição de gases tóxicos e purificação da água;
- Agricultura: Controle de bactérias através de campos elétricos.

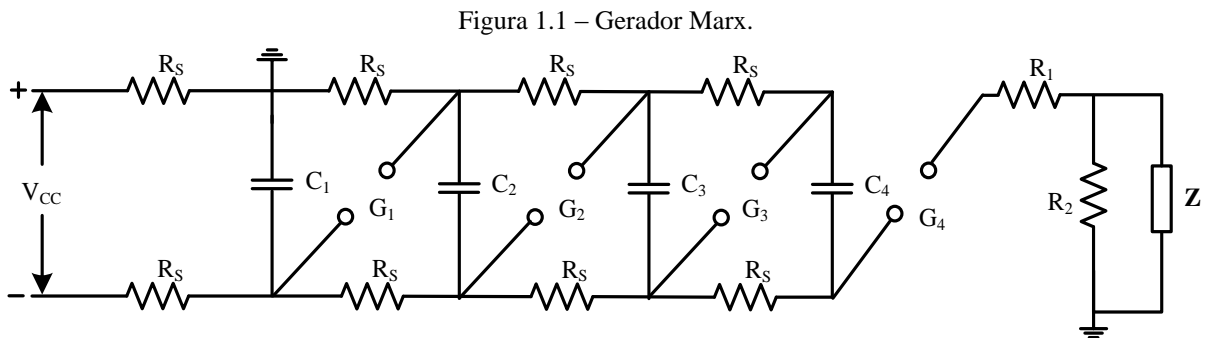
Os geradores de impulsos podem ser classificados como geradores de impulsos de tensão ou geradores de impulsos de corrente. Para aplicações em sistemas de energia elétrica os geradores de impulsos de tensão são usados para testar a capacidade de algumas cargas suportarem surtos originados por descargas elétricas ou por chaveamentos. Os geradores de impulsos de correntes são necessários não apenas para testes de equipamentos elétricos como, por exemplo, testes de eficiência e capacidade de para-raios, que possuem uma resistência não linear na sua construção, e de fusíveis que devem fundir quando submetidos a um determinado pico de corrente (HARYONO *et al.*, 2008) e (REDONDO; MARGATO; SILVA, 2002).

Os fabricantes de equipamentos utilizados nos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia utilizam geradores de impulsos de tensão e de corrente para garantir a qualidade e eficiência de seus produtos.

1.2 Geradores Marx

Um dos geradores mais utilizados pelos pesquisadores é o gerador *Marx* que possui um funcionamento muito simples. Basicamente, um banco de capacitores é carregado em paralelo para, em seguida, serem descarregados em série em uma determinada carga de prova. Este arranjo para carregar os capacitores em paralelo e em seguida descarregá-los em série foi inicialmente proposto pelo engenheiro alemão Erwin Otto Marx (NAIDU; KAMARAJU, 2009). O gerador *Marx* utiliza um banco de capacitores para armazenar energia, pois caso contrário seria necessário um único capacitor com baixa capacitância e que suportasse uma tensão que poderia ultrapassar até 200 kV. Além disso, este único capacitor teria custos muito elevados e uma grande dimensão física.

Atualmente, os circuitos *marx* modificados são usados em geradores de impulsos com multi-estágios. A figura 1.1 apresenta a topologia simples de um gerador *Marx* conectada a uma carga de prova. Os resistores R_S limitam a corrente de carregamento dos capacitores e os capacitores C_n são dimensionados baseados no produto $C_n \cdot R_S$ que deve estar entre 10 e 60 segundos. Os resistores R_1 e R_2 são responsáveis pela modelagem da forma de onda na carga representada por Z na figura 1.1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os geradores *Marx* utilizam as *spark gaps* como dispositivo de chaveamento e são representadas por G_n na figura 1.1. As *spark gaps* são acionadas simultaneamente por meios externos deixando os capacitores em série com uma capacitância equivalente de $\frac{C}{n}$ onde n é o número de estágios do gerador. A constante de tempo $\frac{C \cdot Z}{n}$ passará a ter uma ordem de microssegundos. As *spark gaps* são usualmente esféricas com diâmetros de 10 a 25 cm. Além disso, pode ser cilíndrica com uma esfera na ponta que é sustentada por um suporte central.

Alguns fatores influenciam na tensão de ruptura entre as *spark gaps* como: proximidade com objetos aterrados, condições atmosféricas e irradiação (NAIDU; KAMARAJU, 2009).

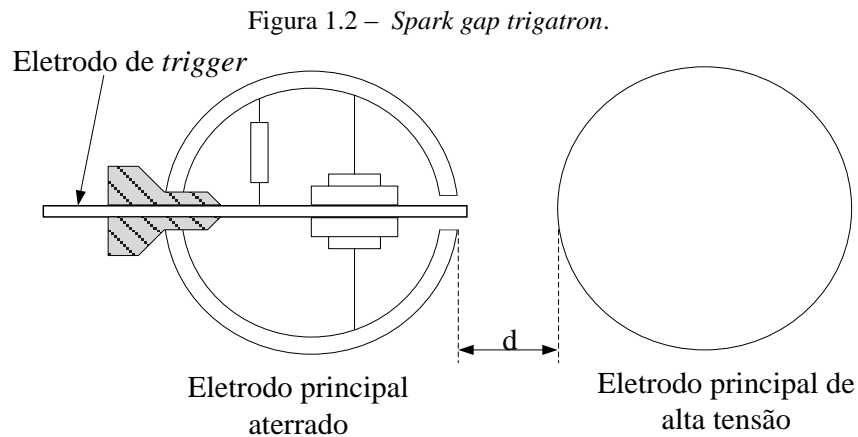
O espaço entre os terminais das *spark gaps* é determinado baseado na tensão de ruptura entre elas que deverá ser menor que a tensão V_{cc} a qual cada capacitor foi carregado. As *spark gaps* são arranjadas de forma que o acionamento de uma acarrete no acionamento das demais devido a sobretensão aplicada. Para que as descargas elétricas entre as *spark gaps* tenham certa estabilidade, pode ser aplicada uma radiação ultravioleta na superfície das *spark gaps* de forma a facilitar a ionização do meio (NAIDU; KAMARAJU, 2009).

Para acionar o gerador, as *spark gaps* podem ser montadas em uma superfície móvel de forma a possibilitar um ajuste manual entre as *spark gaps*, entretanto, esse método não permite a precisão de tempo para acionamento do gerador. As *spark gaps* podem ficar em um ambiente pressurizado onde a pressão de um determinado gás é usada para controlar a tensão de ruptura. Dependendo da tensão de trabalho, a imersão das *spark gaps* em um ambiente pressurizado ou mesmo imerso em um líquido isolante pode reduzir bastante o tamanho do gerador, pois o tamanho das *spark gaps* é dimensionado considerando o efeito corona.

Uma outra forma de acionar o gerador é a aproximação de uma terceira *gap* a qual é ligada a uma fonte elétrica externa que aplica um impulso negativo de tensão fazendo com que a tensão do dielétrico seja rompida acionando, portanto, o gerador *Marx*. Entretanto, esse método de acionamento das *spark gaps* exige uma construção bastante elaborada e grande espaço físico.

Por fim, um método de acionamento das *spark gaps* conhecido como *trigatron* possui boas características e consiste basicamente em três eletrodos. O eletrodo principal e o eletrodo aterrado são esféricos e através de um pequeno buraco sobre o eletrodo aterrado surge o eletrodo de *trigger* que terão o mesmo potencial. Como eletrodo de *trigger* possui uma alta resistência, o pulso para acionamento da chave é aplicado entre o eletrodo de *trigger* e o eletrodo principal (NAIDU; KAMARAJU, 2009) e (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2005).

A figura 1.2 apresenta o *spark gap trigatron* detalhando os três eletrodos usados para acionamento da *spark gap*.



Fonte: (NAIDU; KAMARAJU, 2009) (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2005).

As *spark gaps* possuem algumas desvantagens como operar com baixa frequência de operação e a presença de ionização entre os eletrodos o que pode gerar um desgaste excessivo da *spark gap*. Além disso, como já discutido anteriormente, necessita de um sistema especial para acionamento (BAEK et al., 2002, 2005).

A figura 1.3 mostra o excessivo desgaste apresentado por um conjunto de *spark gaps* testadas a uma tensão de 50 kV e corrente de 2,5 kA em uma determinada frequência. As *spark gaps* de geradores *Marx* que estão em funcionamento há décadas sem apresentar problemas de erosão como o da figura 1.3, apresentam um regime de funcionamento muito baixo para ter uma vida útil prolongada. A área escura central é a área onde ocorreu um maior número de arcos elétricos e nas extremidades em menor número e em diferentes zonas (ATTMANN; SACK; MÜLLER, 2010).

Figura 1.3 – Desgaste na superfície de uma *spark gap*.



Fonte: (ATTMANN; SACK; MÜLLER, 2010).

Os geradores *Marx* são normalmente conhecidos pela sua tensão máxima, número de estágios e energia armazenada. Esta pode ser determinada pelo produto $\frac{C.V^2}{2n}$ onde C é a capacitância, V a tensão máxima de cada capacitor e n o número de estágios. A figura 1.4 apresenta um gerador de impulsos de corrente que suporta uma tensão de até 600 kV e uma corrente de até 10 kA que é utilizado para testar para-raios de sistemas de energia.

Figura 1.4 – Gerador Marx com multi-estágios de 1200 kV.



Fonte: (W.S.TEST SYSTEMS, 2013).

A figura 1.5 apresenta um gerador de impulsos de tensão que é capaz de suportar uma tensão de até 3 MV e fornecer uma energia de até 150 kJ em 15 estágios (NAIDU,2009).

Figura 1.5 – Gerador Marx com 15 estágios, 3 MV, 150 kJ.



Fonte: (Central Power Research Institute - INDIA, 2013).

Existem dois tipos de impulsos que são usados para testar o comportamento real de equipamentos quando submetidos a surtos: os geradores de corrente e os geradores de tensão. Os impulsos são aplicados em equipamentos ou em objetos teste para avaliar a o seu desempenho quando submetidos a surtos de tensão ou corrente.

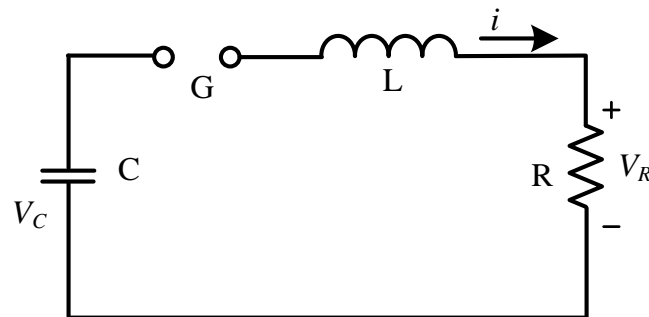
1.2.1 Geradores de corrente

Os geradores de impulsos de corrente são muito utilizados em testes de laboratório em sistemas de proteção contra descargas atmosféricas. Para gerar uma alta corrente nos testes é necessário utilizar geradores de grande porte que possuem meios de isolamento da alta tensão. Os geradores de impulsos de corrente apresentam um elemento magnético na sua construção em série com a carga. O indutor é construído com núcleo de ar e com poucas voltas nas bobinas em espiral a fim de evitar que o indutor sature magneticamente de forma a inutilizá-lo (HALIM *et al.*, 2011), (KISHORE, BHAKTA, SHARAN, 1997) e (BROWNLEE, 1942). A presença do elemento magnético na sua construção, alto valor de

corrente e equipamentos de isolamento elétrica fazem dos geradores de corrente equipamentos de grande porte e que não são podem ser tão facilmente transportados para ensaios de campo.

O banco de capacitores é carregado em paralelo e descarregam em paralelo em uma carga de prova. O banco de capacitores é carregado por uma fonte de corrente contínua externa. O circuito passa a ser *RLC* série conforme apresentado na figura 1.6.

Figura 1.6 – Circuito básico de um Gerador de impulsos de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De acordo com a Lei das Tensões de *Kirchoff* a tensão V é determinada pela equação (1.1):

$$V_R = V_C - L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.1)$$

A corrente i em função do tempo pode ser expressa por (HALIM *et al.*, 2011), (HARYONO *et al.*, 2008) e (BROWNLEE, 1942):

$$i(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\gamma \cdot t} \sin \omega \cdot t \quad (1.2)$$

Onde

$$\gamma = \frac{R}{2 \cdot L} \quad (1.3)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}} \quad (1.4)$$

A resistência equivalente da carga de prova representada por R deve ser escolhida para oscilações de corrente sub-amortecidas e deve satisfazer a desigualdade (1.5):

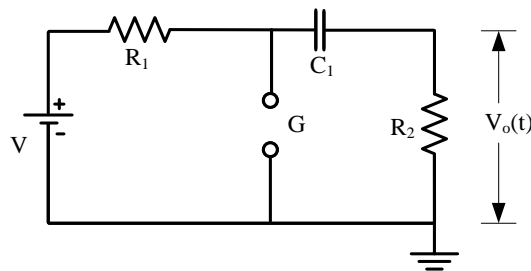
$$R < 2 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.5)$$

1.2.2 Geradores de tensão

Os geradores de tensão, ao contrário dos geradores de corrente, apresenta um baixo valor de corrente e não apresenta nenhum elemento magnético com núcleo de ar na sua construção. Isso o torna um gerador de menores proporções físicas que os geradores de corrente de mesma potência. Um impulso de tensão é normalmente uma tensão unidirecional que cresce rapidamente sem apresentar oscilações e cai rapidamente para zero. Na maior parte dos geradores de impulsos de tensão os capacitores são carregados em paralelo para então serem descarregados em série através de um surto de tensão em um objeto teste (LUCAS, 2001).

Na figura 1.7 é apresentado o circuito de um gerador de impulsos de tensão capaz de produzir uma onda exponencial simples apresentada na figura 1.8. O capacitor C_1 é alimentado pela fonte de alimentação V através do resistor série R que apresenta uma grande resistência. O capacitor C_1 é gradualmente carregado até o valor da fonte de alimentação V . Quando a *spark gap* G é então acionada, a carga do capacitor C_1 se descarrega por completo no resistor R_2 que funciona como carga, dessa forma, a tensão nos seus terminais $V_o(t)$ aumentará até V instantaneamente e, então, decrescerá exponencialmente.

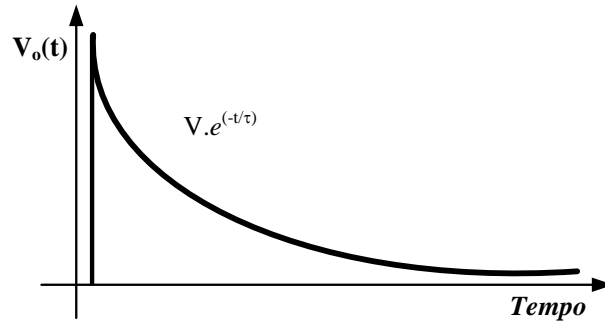
Figura 1.7 - Circuito para produzir a forma de onda exponencial simples.



Fonte: (LUCAS, 2001).

O tempo necessário para descarregamento é dado através da constante de tempo $\tau = R_2.C_1$. Para descarregamento total do capacitor é necessário um período de tempo de $5.\tau$. Na figura 1.8 é apresentada a forma de onda exponencial simples cujo tempo de subida é zero e o tempo de meia onda é dado por $R_2.C_1.ln 2$. O tempo de subida é o período aproximado para que a tensão atinja seu valor máximo e o tempo de meia-onda é o período necessário para que a tensão atinja 50 % do valor da crista (LUCAS, 2001).

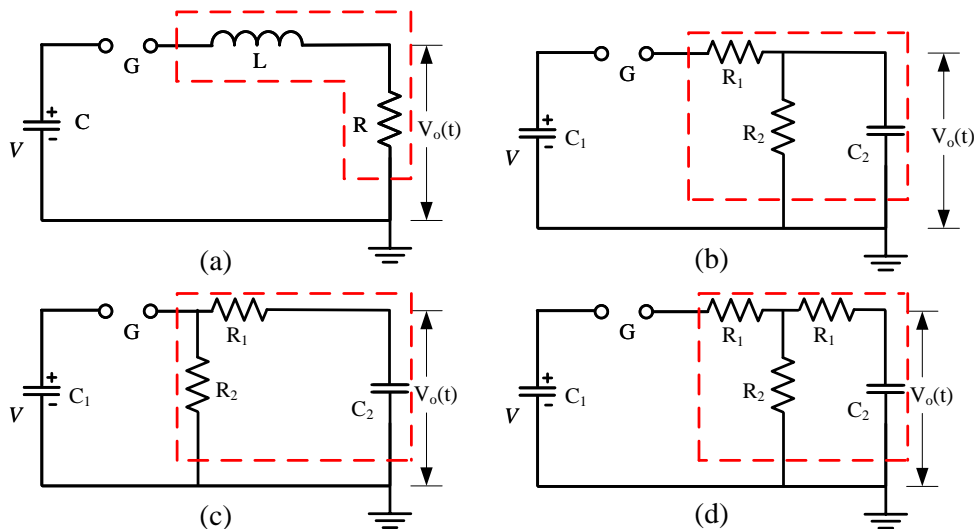
Figura 1.8 - Forma de onda exponencial simples.



Fonte: (LUCAS, 2001).

Os geradores de tensão podem produzir uma onda dupla exponencial se a carga for uma combinação RLC ou RC de acordo com a figura 1.9 (a) – (d) onde a área destacada é a carga.

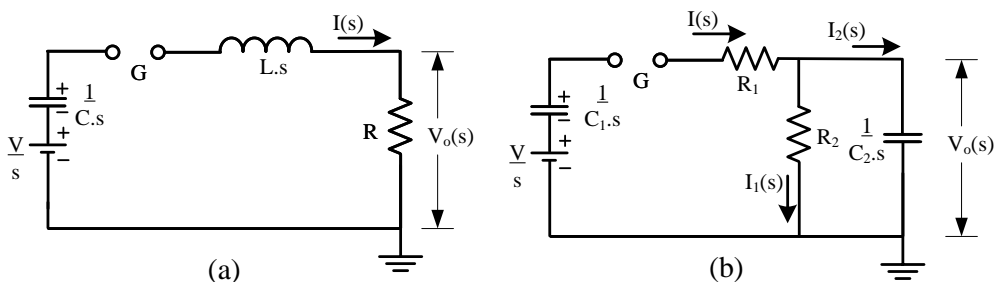
Figura 1.9 – Circuitos de geradores de tensão.



Fonte: (NAIDU; KAMARAJU, 2009) (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2005).

O circuito da figura 1.9(a) e (b) podem ser analisados usando o circuito equivalente usando a transformada de Laplace apresentados na figura 1.10.

Figura 1.10 - Circuitos equivalentes usando a transformada de Laplace



Fonte: (LUCAS, 2001).

Analisando o circuito da figura 1.10 (a), considerando que os capacitores C e C₁ estão carregados e que no instante $t = 0$ s tem-se $i(0) = 0$ A, pode-se observar que de acordo com a Lei das Tensões de Kirchhoff (LTK) obtém-se a equação (1.6).

$$\frac{V}{s} = \left(\frac{1}{C \cdot s} + R + L \cdot s \right) \cdot I(s) \quad (1.6)$$

Como a tensão sobre o resistor de carga R no domínio da frequência será igual a $V_o(s) = I(s) \cdot R$, então, desenvolvendo (1.6) tem-se (1.7).

$$V_o(s) = V \cdot \frac{R}{L} \cdot \frac{1}{\left(s^2 + \frac{R \cdot s}{L} + \frac{1}{L \cdot C} \right)} \quad (1.7)$$

Considerando a condição sub-amortecida, as raízes de $s^2 + \frac{R \cdot s}{L} + \frac{1}{L \cdot C}$ serão iguais a (1.8) e (1.9).

$$\alpha = s_1 = -\frac{R}{2 \cdot L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2 \cdot L} \right)^2 - \frac{1}{L \cdot C}} \quad (1.8)$$

$$\beta = s_2 = -\frac{R}{2 \cdot L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2 \cdot L} \right)^2 - \frac{1}{L \cdot C}} \quad (1.9)$$

A solução geral para a tensão no resistor de carga será igual a (1.10).

$$V_o(t) = V_o \cdot [e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}] \quad (1.10)$$

Onde:

$$V_o = \frac{V}{\sqrt{1 - \frac{4 \cdot L}{C \cdot R^2}}} \quad (1.11)$$

Considerando o circuito da figura 1.8(b) e a LTK, tem-se:

$$\frac{V}{s} = \left(\frac{1}{C_1 \cdot s} + R_1 \right) \cdot I(s) + R_2 \cdot I_1(s) \quad (1.12)$$

Considerando que:

$$V_o(s) = R_2 \cdot I_1(s) = \left(\frac{1}{C_2 \cdot s} \right) \cdot I_2(s) \quad (1.13)$$

E também:

$$I(s) = I_1(s) + I_2(s) \quad (1.14)$$

Logo:

$$\frac{V}{s} = I_1(s) \cdot \left(\frac{1}{C_1 \cdot s} + R_1 + R_2 \right) + I_2(s) \cdot \left(\frac{1}{C_1 \cdot s} + R_1 \right) \quad (1.14)$$

Desenvolvendo-se (1.13) tem-se:

$$I_2(s) = C_2 \cdot s \cdot R_2 \cdot I_1(s) \quad (1.15)$$

Substituindo-se a equação (1.15) na equação (1.14) tem-se:

$$\frac{V}{s} = I_1(s) \cdot \left(\frac{1}{C_1 \cdot s} + R_1 + R_2 + C_2 \cdot s \cdot R_2 \cdot R_1 + \frac{R_2 \cdot C_2}{C_1} \right) \quad (1.16)$$

Dessa forma:

$$V_o(s) = R_2 \cdot I_1(s) = \frac{V \cdot R_2 \cdot C_2}{R_2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot s^2 + (R_2 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_1 + R_2 \cdot C_2) \cdot s + 1} \quad (1.17)$$

Desenvolvendo –se a equação (1.17) e considerando α e β como as raízes da equação $R_2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot s^2 + (R_2 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_1 + R_2 \cdot C_2) \cdot s + 1$, tem-se a equação (1.18).

$$E(s) = \frac{V}{R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{(s+\alpha)(s+\beta)} = \frac{V}{R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{(\beta - \alpha)} \cdot \left[\frac{1}{(s+\alpha)} - \frac{1}{(s+\beta)} \right] \quad (1.18)$$

Portanto, a solução geral para a tensão na carga será igual a (1.19).

$$V_o(t) = \frac{V}{R_1 \cdot C_2 \cdot (\beta - \alpha)} \cdot [e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}] \quad (1.19)$$

Onde as raízes podem ser aproximadas por (1.20) e (1.21).

$$\alpha \approx \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \quad (1.20)$$

$$\beta \approx \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \quad (1.21)$$

Caso o circuito da figura 1.9(c) seja considerado, a solução geral para a tensão aplicada ao resistor de carga será igual a (1.22). O circuito equivalente da figura 1.9(d) é a combinação dos circuitos da figura 1.9(b) e 1.9(c).

$$V_o(t) = \frac{V \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \alpha \cdot \beta}{(\beta - \alpha)} \cdot [e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}] \quad (1.22)$$

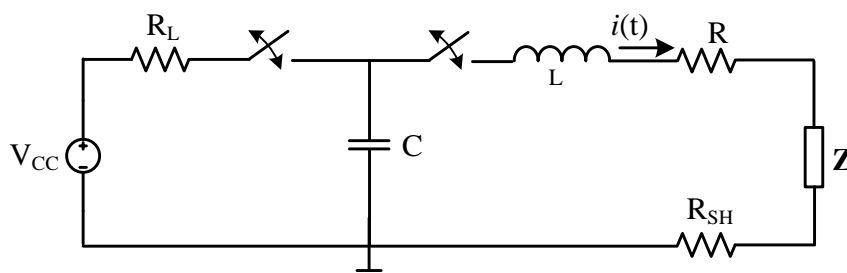
1.3 Geradores de impulsos que utilizam chaves semicondutoras

Os geradores de impulsos também podem ser construídos utilizando dispositivos semicondutores como chaves. A vantagem do uso de dispositivos semicondutores na concepção de projetos de geradores de impulsos é que estes possuem uma longa vida útil, podem operar em altas frequências, são acionados com baixa tensão e possuem uma baixa queda de tensão (BAEK *et al.*, 2002, 2005). Além disso, eliminam a necessidade de fontes de alimentação auxiliar de alta potência. Entretanto, os dispositivos semicondutores normalmente não suportam tensões superiores a alguns kilovolts. Dessa forma, para atingirem altas tensões é necessário que as topologias dos circuitos agrupem diversas chaves em série com comandos controlados por circuitos integrados digital ou analogicamente que funcionam em sincronismo (REDONDO; MARGATO; SILVA, 2002).

As chaves semicondutoras mais utilizadas são o *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) e o *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) que fazem a comutação de grandes potências utilizando uma baixa potência no circuito de controle. Os MOSFETs possuem velocidade de chaveamento substancialmente superior aos IGBTs que, por sua vez, são capazes de suportar correntes superiores aos MOSFETs e operam com maiores potências. O desenvolvimento de novas tecnologias para as chaves semicondutoras que permitam que elas possam operar em uma maior faixa de frequência e maiores potências, tensão e correntes é fundamental para o desenvolvimento de novas topologias e aplicações de geradores de impulsos (REDONDO; MARGATO; SILVA, 2002).

Um modelo de gerador de impulsos de corrente que pode ser projetado e desenvolvido utilizando dispositivos semicondutores para obter a onda dupla exponencial é apresentado no trabalho de (PATTANADECH; YUTTHAGOWITH, 2008) onde foi apresentado, também, um *software* que utiliza o circuito da figura 1.11 para gerar um impulso de corrente em uma carga de prova.

Figura 1.11 – Circuito de um gerador de impulsos de corrente que utiliza dispositivos semicondutores.



Fonte: (PATTANADECH; YUTTHAGOWITH, 2008).

Onde:

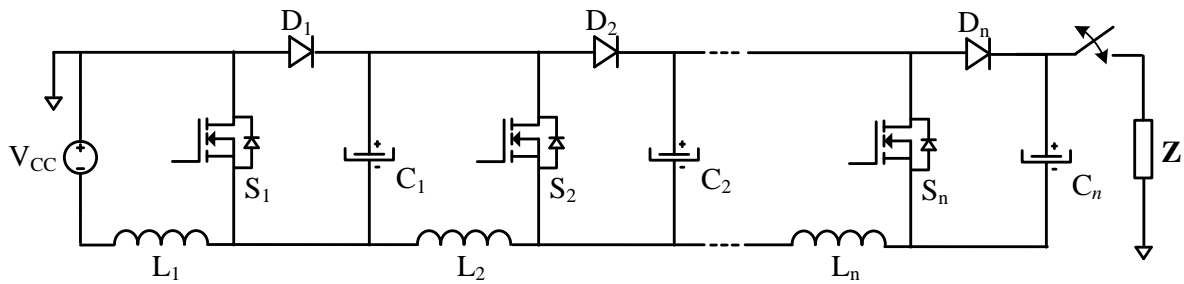
- V_{CC} – Fonte de tensão de Carregamento CC do capacitor;
- R_L – Resistor limitador de corrente;
- C – Capacitor;
- L – Indutor;
- R_{SH} – Resistor para medição de corrente;
- $i(t)$ – Impulso de corrente;
- Z – Carga sobre teste;

Algumas topologias fazem uso de transformadores elevadores que tem a grande vantagem de poder elevar a tensão com um dispositivo facilmente encontrado no mercado, consegue suportar surtos, isola o circuito de chaveamento da rede e é um dispositivo relativamente simples. Entretanto, são componentes muito pesados e dependendo da potência e frequência de operação, são caros.

O estudo, análise, simulação e desenvolvimento de novas topologias de geradores de impulsos é uma das áreas de estudo e aplicação da eletrônica de potência. Segundo (HART, 2011), os circuitos da eletrônica de potência são capazes de realizar conversões de energia elétrica (CC/CC, CA/CC, etc) usando dispositivos semicondutores como as chaves, logo, são capazes de controlar os níveis e formas de onda de tensão e corrente. Um dos principais conversores estáticos não isolados da eletrônica de potência são os conversores *boost* CC/CC e é uma das topologias que também podem ser empregadas como gerador de impulsos de tensão.

A figura 1.12 apresenta o modelo de gerador de impulsos de tensão utilizando dispositivos semicondutores na sua construção que foi proposto por (BAEK *et al.*, 2002, 2005). A topologia proposta utiliza conversores *boost* em cascata que elevam a tensão de cada capacitor C_n que em seguida ficam ligados em série quando as chaves semicondutoras S_n estão fechadas. Dessa forma, as tensões dos capacitores C_n se somam e, então, é aplicada a um objeto teste Z . Quanto maior o valor de n , maior será o valor da tensão de saída aplicada à carga, entretanto, o conversor será maior, mais pesado e mais caro.

Figura 1.12 – Modelo de gerador de impulsos usando um conversor *boost* em cascata.

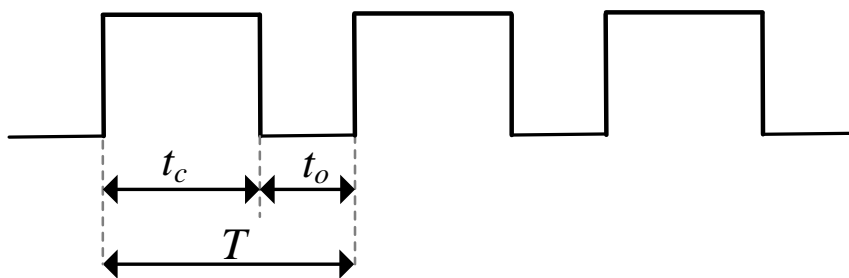


Fonte: (BAEK *et al.*, 2005).

1.4 Tipos de impulsos

Uma característica importante aos geradores de impulsos é a forma de onda que é aplicada à carga de prova. As duas formas de onda de saída dos geradores de impulsos normalmente utilizadas são as ondas quadradas pulsadas ou do tipo dupla exponencial. Nas ondas quadradas, normalmente são analisadas a frequência de operação, o período T , a largura do pulso t_c e os transitórios na resposta ao degrau aplicado. Possuem diversas aplicações como, por exemplo, medição de resistência de aterramento e testes com surtos por chaveamentos (alta frequência). Um modelo de onda quadrada é apresentado na figura 1.13.

Figura 1.13 – Formas de onda quadrada utilizada por geradores de impulsos.

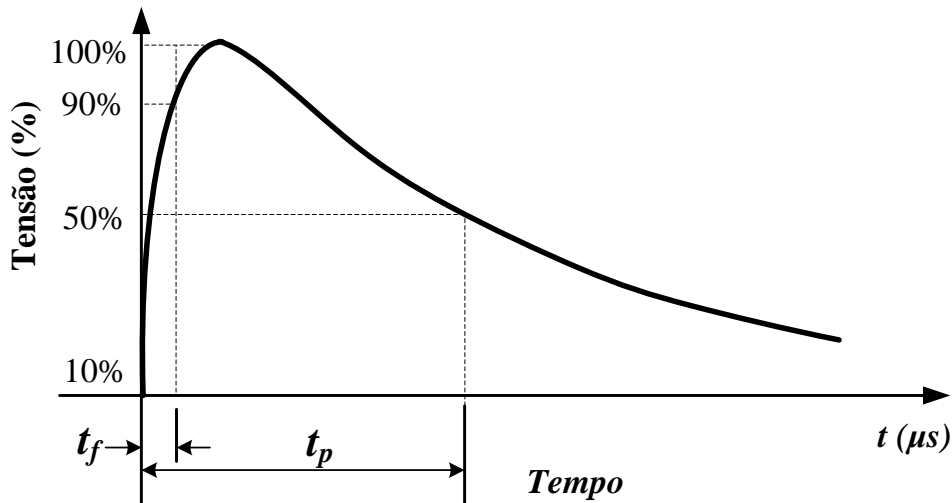


Fonte: Elaborada pelo autor.

Para testes de sobretensões originadas por descargas atmosféricas e surtos por chaveamentos (alta frequência) a onda dupla exponencial é a forma de onda que mais se aproxima do comportamento real. A dupla exponencial é normalmente caracterizada pelo seu valor de pico, pelo tempo de subida t_f (ou tempo de pico) e pelo tempo de meia-onda t_p . Conforme já explicado anteriormente, o tempo de subida é o período aproximado para que a tensão atinja seu valor máximo e o tempo de meia-onda é o período necessário para que a

tensão atinja 50 % do valor da crista. Segundo (NAIDU; KAMARAJU, 2009), investigações experimentais mostram que essas ondas possuem um tempo de subida que variam de 0,5 a 10 μs e tempo de meia onda que variam de 30 a 200 μs . A figura 1.14 apresenta a forma de onda dupla exponencial.

Figura 1.14 – Formas de onda dupla exponencial utilizada por geradores de impulsos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão em função do tempo da equação é representada pela equação (1.23):

$$V(t) = V_o.[e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}] \quad (1.23)$$

Onde V_o representa o pico de tensão e as constantes α e β são constantes cujos valores estão em microsegundos. A onda padrão para impulsos de tensão de 1,2/50 μs é caracterizada por ter um tempo de subida de $t_f = 1,2 \mu s$ e um tempo de meia onda de $t_p = 50 \mu s$ (NAIDU; KAMARAJU, 2009).

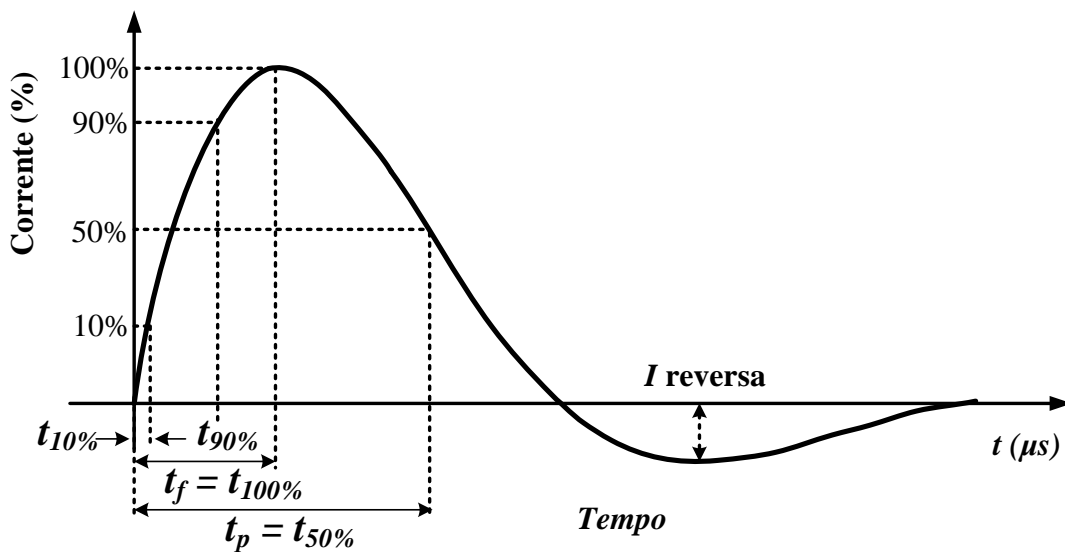
A forma de onda de corrente padrão definida de acordo com as recomendações da *International Electrotechnical Commission* (IEC) 60060-1 e é apresentada na figura 1.15 (ABDEL-SALAM, 2000). O tempo de subida t_f pode ser calculado pela equação (1.24) onde $t_{90\%}$ e $t_{10\%}$ representam o tempo de 90 % e 10 % do pico de corrente, respectivamente. O tempo de meia onda t_p pode ser calculado pela equação (1.25) onde representa o tempo de 50 % do pico de corrente.

$$t_f = 1,25. [t_{90\%} - t_{10\%}] \quad (1.24)$$

$$t_p = t_{50\%} \quad (1.25)$$

A corrente reversa $I_{reversa}$ que possui polaridade reversa não pode ultrapassar 20 % do valor do pico de corrente (HALIM *et al.*, 2011). A onda padrão para impulsos de corrente de 8/20 μs é caracterizada por ter um tempo de subida de 8 μs e um tempo de meia onda de 20 μs (NAIDU; KAMARAJU, 2009).

Figura 1.15 – Forma de onda padrão para impulso de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

1.5 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentadas topologias de alguns trabalhos de geradores de impulsos bem como os seus respectivos princípios de funcionamento e principais características. Foram apresentados trabalhos em que os geradores de impulsos utilizam *spark gaps* como dispositivo de chaveamento e, também, geradores de impulsos que foram desenvolvidos usando dispositivos semicondutores para chaveamento e que usam a eletrônica de potência no seu desenvolvimento. Além disso, foram apresentadas de forma sucinta algumas aplicações de geradores de impulsos em diversas áreas de conhecimento. Por fim, foi descrita uma breve abordagem teórica sobre os principais tipos de impulsos que os geradores utilizam atualmente.

2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BOOST EM CASCATA COM TENSÃO DUPLA EXPONENCIAL NA CARGA

2.1 Introdução

O desafio de projetar um gerador de impulsos de tensão que utilize dispositivos semicondutores em sua concepção vem sendo estudado há alguns anos e vem acompanhando continuamente a evolução da eletrônica de potência. O maior desafio é promover um impulso com um alto nível de tensão e com frequências cada vez maiores. Os dispositivos semicondutores tem a vantagem, em relação aos antigos circuitos de válvulas, de não necessitar de uma fonte auxiliar de grande potência e, quando está em condução, a baixa queda de tensão dos semicondutores resulta em grande eficiência no conversor. Além disso, os dispositivos semicondutores podem operar em alta frequência, possuem uma longa vida útil e alto rendimento (REDONDO; MARGATO; SILVA, 2002).

Os geradores de impulsos tem sido utilizados e desenvolvidos para as mais diversas aplicações na indústria, medicina, meio ambiente e agricultura (BAEK *et al.*, 2002, 2005). O desenvolvimento de um gerador de impulsos baseado nos princípios da eletrônica de potência foi proposto por (BAEK *et al.*, 2002, 2005), (HALIM *et al.*, 2011), (OKAMURA; KURODA; MAEYAMA, 1999) e (GIESSELMANN *et al.*, 2005). Entretanto, nenhum destes trabalhos utilizou como carga um sistema de aterramento.

Nesse capítulo, é apresentado um gerador de impulsos de tensão que tem como principal função auxiliar o funcionamento de um *software* desenvolvido para inspeção de sistemas de aterramentos elétricos. Para desenvolvê-lo foram analisadas diversas topologias de conversores elevadores de tensão que pudessem ser aplicadas ao projeto. Devido à simplicidade na construção e vasta bibliografia foi adotado o conversor elevador *boost*. Entretanto, o baixo ganho de tensão deste conversor constitui uma desvantagem. Logo, foi adotada a topologia de um conversor *boost* em cascata (POMÍLIO, 2010), (RASHID, 2011).

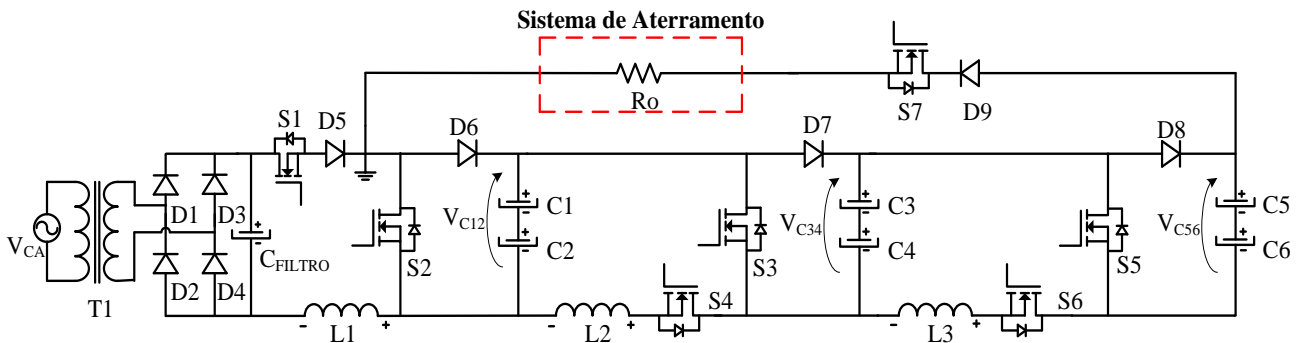
O gerador de impulsos utiliza, portanto, a topologia de um conversor *boost* em cascata, opera em Modo de Condução Descontínua (MCD) e utiliza sistemas de aterramentos elétricos amplamente utilizados pelas concessionárias de energia como carga. Constitui um gerador de tensão que é aplicada à carga como uma onda dupla exponencial. Devido a grande variedade de sistemas de aterramento e a grande variedade dos valores da sua impedância, o conversor foi analisado utilizando vários valores de carga.

Cada conversor *boost* do conversor é responsável por uma parte do ganho de tensão. É necessário baixo nível de tensão para o controle do acionamento das chaves e, caso alguma chave apresente um mau funcionamento, não afetará o funcionamento geral do sistema, entretanto, o nível de tensão aplicado à carga terá um nível menor (BAEK *et al.*, 2002, 2005). Além disso, o conversor *boost* em cascata apresenta um ciclo de trabalho baixo, que é uma importante característica para dimensionamento dos componentes do conversor. Essa ideia foi proposta por (BAEK *et al.*, 2002, 2005) que utilizou uma topologia semelhante ao deste trabalho para produzir pulsos de ondas quadradas de alta tensão.

2.2 Análise qualitativa do conversor

Nesta seção é apresentado o estudo teórico do conversor proposto operando em MCD que é mostrado na Figura 2.1. A análise qualitativa trata sobre a descrição das etapas de operação de forma sucinta e apresentação das principais formas de onda de tensão e corrente sobre os componentes do conversor.

Figura 2.1 – Topologia do conversor *boost* em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.1 Descrição das etapas de operação

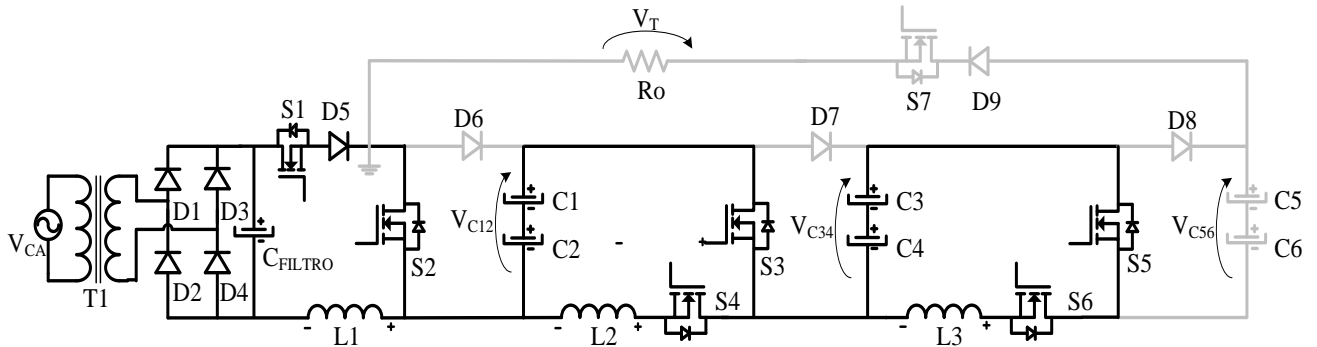
O princípio de operação desta topologia é dividido em quatro etapas de operação. Estas são divididas de acordo com os sinais de operação das chaves semicondutoras $S1-S7$ analisadas em modo de condução descontínua. As chaves $S2$, $S3$ e $S5$ são as responsáveis pelo ganho de tensão em cada conversor *boost* e operam com frequência na ordem de *kilohertz*. As chaves $S1$, $S4$, $S6$ e $S7$ operam uma única vez a cada ciclo de operação, em outras palavras, a cada impulso de tensão na carga. O transformador T_1 isola o conversor da rede evitando retorno de corrente pelo terra do sistema de alimentação e a influência de outras malhas. As

figuras 2.2 a 2.6 mostram as quatro etapas de operação dividindo-se o período de acordo com a combinação da posição das chaves semicondutoras.

Primeira etapa ($t_0 < t < t_1$):

Neste intervalo as chaves $S1$ - $S6$ entram em condução e a chave $S7$ é a única que permanece bloqueada. A tensão da fonte de alimentação CA é retificada pelos diodos $D1$ – $D4$ e capacitor C_{Filtro} e torna-se uma fonte CC que alimenta os capacitores $C1$ – $C6$ que se carregam pelo período entre t_0 e t_1 . Os diodos $D6$ – $D9$ estão reversamente polarizados enquanto que $D5$ está diretamente polarizado. A corrente nos indutores $L1$ – $L3$ aumenta linearmente no período da etapa fazendo com que eles armazenem energia. A fonte CC alimenta o indutor $L1$ através da chave $S2$ que está fechada. Da mesma maneira, os capacitores $C1$ – $C2$ alimentam $L2$ através de $S3$ e $S4$ e, também, os capacitores $C3$ – $C4$ alimentam $L3$ através de $S5$ e $S6$. As formas de onda teóricas desta etapa de operação são apresentadas na figura 2.6 em função do tempo.

Figura 2.2 – Primeira etapa de operação do conversor *boost* em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

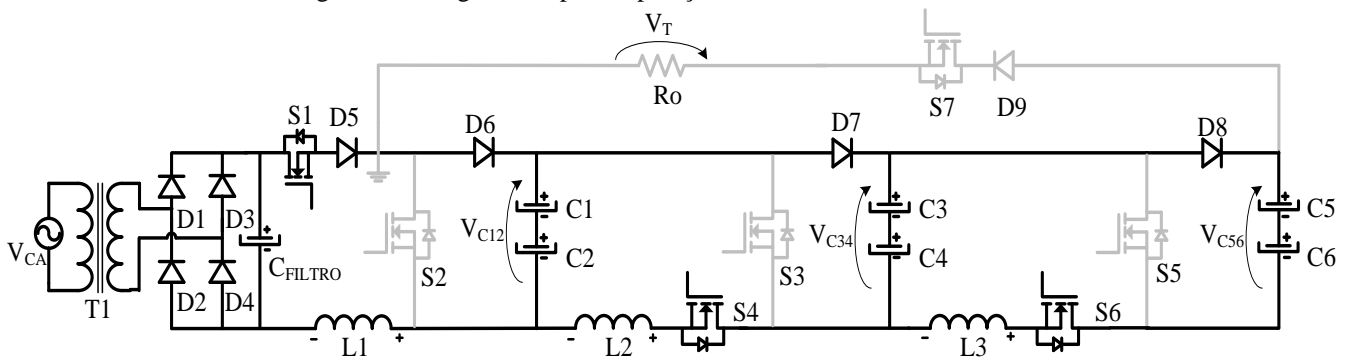
Segunda etapa ($t_1 < t < t_2$):

Neste intervalo as chaves $S1$, $S4$ e $S6$ permanecem fechadas enquanto as chaves $S2$, $S3$, $S5$ e $S7$ estão abertas. Os diodos $D5$ – $D8$ estão diretamente polarizados enquanto $D9$ permanece reversamente polarizado. Nesta etapa os indutores $L1$ – $L3$ transferem a sua energia armazenada na etapa anterior para os capacitores $C1$ – $C6$, logo, a tensão da fonte CC é somada à tensão V_{L1} do indutor $L1$ e carrega $C1$ e $C2$. Da mesma maneira, a tensão V_{C12} , que corresponde a soma das tensões dos capacitores $C1$ e $C2$, é somada à tensão V_{L2} do indutor $L2$ para carregar $C3$ e $C4$ e, também, a tensão V_{C34} é somada à V_{L3} para carregar $C5$ e $C6$. Portanto, os capacitores $C1$ – $C6$ ficam carregados com uma tensão maior do que na etapa

anterior. Como os indutores $L1 - L3$ transferem toda a sua energia para os capacitores $C1 - C6$ nesse período, a sua corrente tende a decrescer linearmente até tornar-se nula caracterizando, portanto, o MCD. No instante em que a corrente dos indutores fica nula, os diodos $D6, D7$ e $D8$ bloqueiam e permanecem dessa forma até um novo ciclo de chaveamento reiniciar (primeira etapa).

A primeira e a segunda etapas são caracterizadas pelo período de chaveamento de $S2, S3, S5$ que tem como objetivo a elevação da tensão nos terminais dos capacitores $C1 - C6$. Estas etapas se repetem pelo intervalo de tempo t_2 a t_3 que pode ser denominado como tempo de carregamento dos capacitores. Esse intervalo é o tempo necessário para que a soma das tensões de $C1 - C6$ tenham um valor desejado para, posteriormente, serem aplicadas à carga. As formas de onda teóricas desta etapa de operação são apresentadas na figura 2.6 em função do tempo.

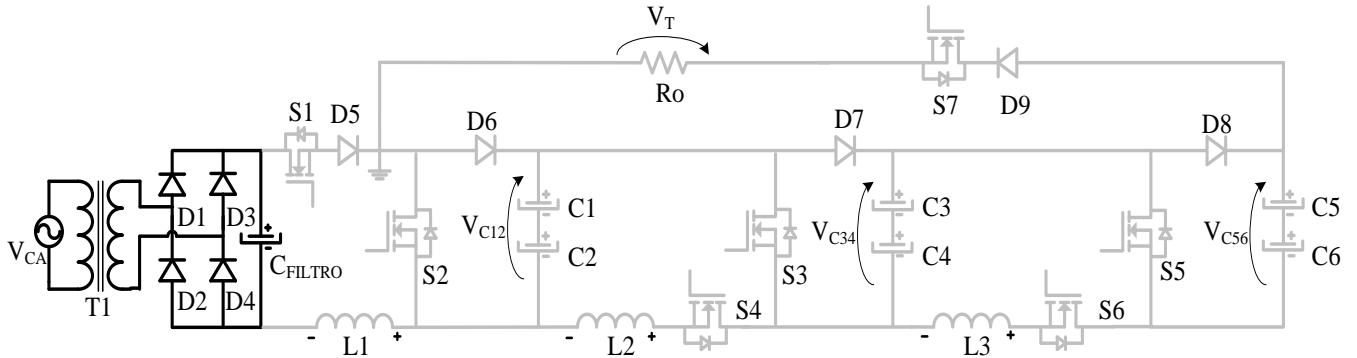
Figura 2.3 – Segunda etapa de operação do conversor *boost* em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Terceira etapa ($t_3 < t < t_4$):

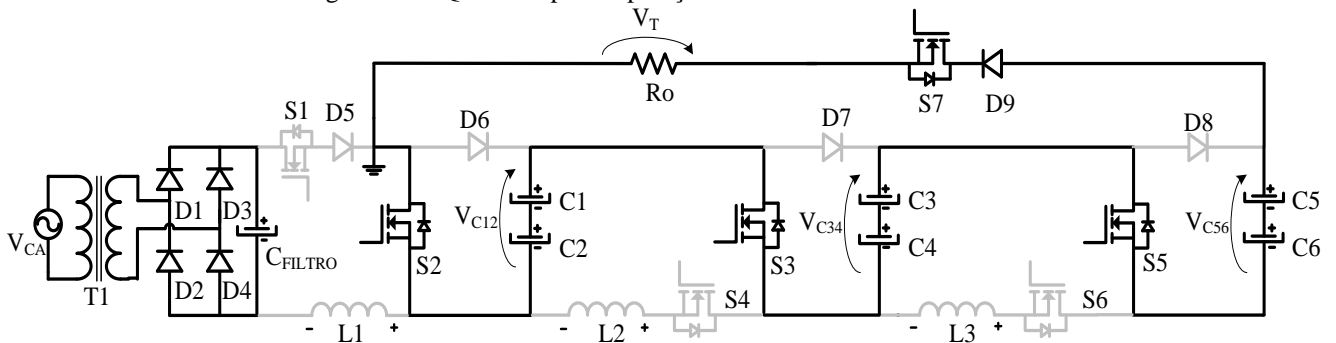
Após o intervalo de tempo $t_0 < t < t_3$ relativo às etapas anteriores, os capacitores $C1 - C6$ foram carregados e a soma das tensões destes possui um valor adequado para ser aplicada à carga. Nesta etapa, todas as chaves $S1 - S7$ são bloqueadas, os diodos $D5 - D9$ estão reversamente polarizados e a energia dos indutores $L1 - L3$ já fora completamente transferida para os capacitores $C1 - C6$. A fonte de alimentação CC é isolada do conversor após o bloqueio da chave $S1$. Todas as chaves semicondutoras do conversor estão submetidas a uma tensão nula, com exceção dos capacitores $C1 - C6$ que foram carregados nas etapas anteriores. Este intervalo de tempo é caracterizado como um tempo onde o conversor espera o comando para descarrega dos capacitores. As formas de onda teóricas desta etapa de operação são apresentadas na figura 2.6 em função do tempo.

Figura 2.4 – Terceira etapa de operação do conversor *boost* em cascata.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Quarta etapa ($t_4 < t < t_5$):

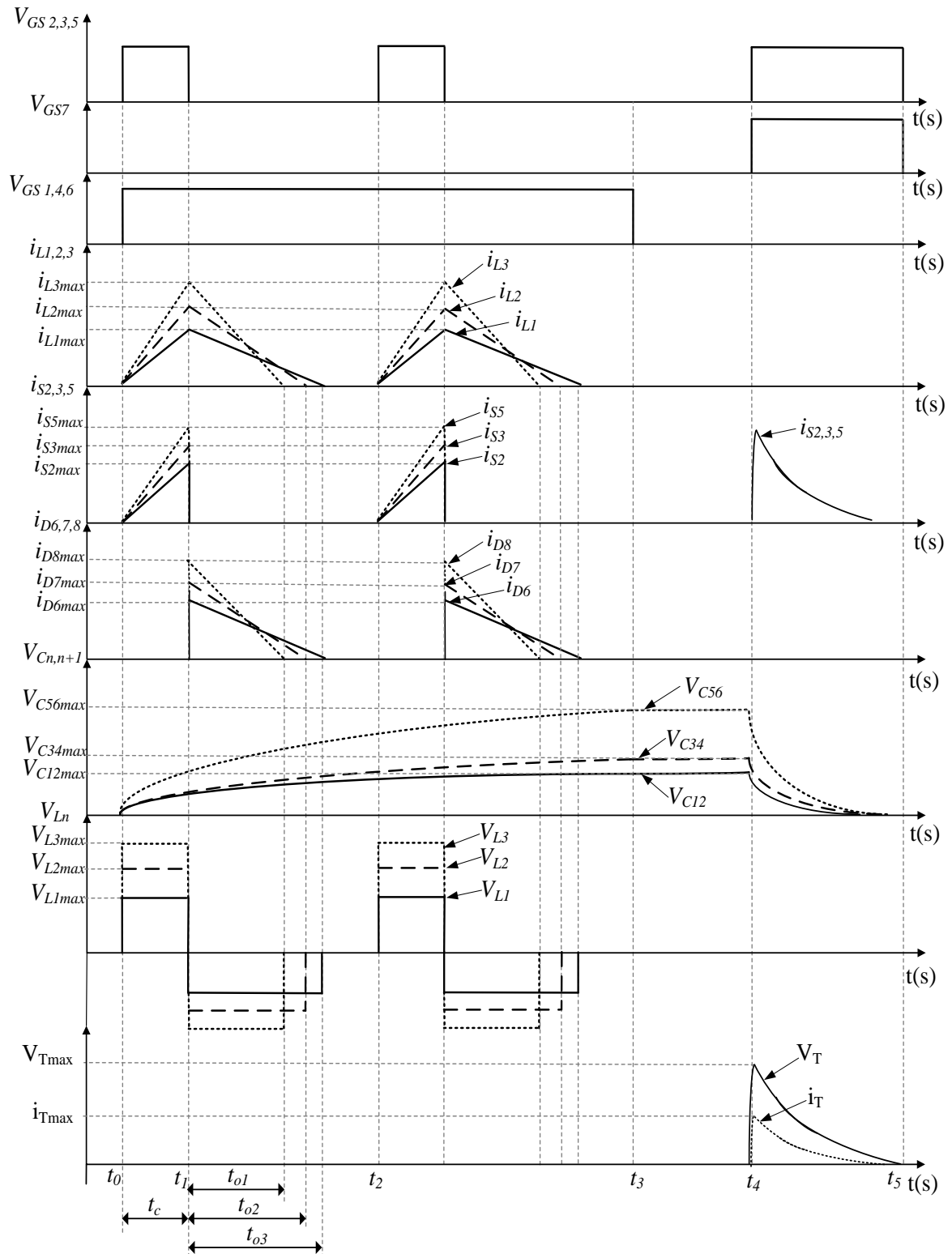
Na última etapa de operação as chaves S_2 , S_3 , S_5 e S_7 entram em condução enquanto as S_1 , S_4 e S_6 permanecem abertas. Esta disposição das chaves deixa os capacitores $C_1 - C_6$, que estão carregados, em série com a carga. Dessa forma, a tensão dos capacitores é somada gerando um impulso de tensão na carga com uma forma de onda dupla exponencial. Nesta etapa, apenas o diodo D_9 entra em condução enquanto todos os outros permanecem bloqueados. Os indutores $L_1 - L_3$ permanecem descarregados já que estes transferiram as suas respectivas energias armazenadas para os capacitores $C_1 - C_6$ na etapa anterior. As formas de onda teóricas desta etapa de operação são apresentadas na figura 2.6 em função do tempo.

Figura 2.5 – Quarta etapa de operação do conversor *boost* em cascata.

Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.2 Principais formas de onda

As principais formas de onda teóricas são mostradas na figura 2.6 e analisando-as é possível determinar os valores dos esforços de tensão e corrente dos principais componentes do conversor *boost* em cascata.

Figura 2.6 – Formas de onda teóricas do conversor *boost* em cascata.

Fonte: Elaborada pelo autor.

2.3 Análise quantitativa do conversor

A análise qualitativa representa todo o equacionamento dos esforços de tensão e corrente nos componentes e a determinação de outras grandezas importantes para o projeto.

2.3.1 Esforços de tensão e corrente nos indutores $L1$, $L2$ e $L3$

Analisando a primeira etapa de operação ($t_0 < t < t_1$) do conversor proposto é possível observar que a corrente nos indutores $L1$, $L2$ e $L3$ possuem um crescimento linear. Esse comportamento é esperado devido ao carregamento dos indutores. A tensão média da fonte de alimentação é dada por $V_E \approx \sqrt{2} \cdot V_{\text{rmsrede}}$ que é igual à tensão no indutor $L1$. Logo, a tensão no indutor $L1$ é dada por (2.1).

$$V_{L1} = V_E = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t_1} \quad (2.1)$$

De modo análogo, a tensão nos indutores $L2$ e $L3$ são representadas pelas equações (2.2) e (2.3).

$$V_{L2} = V_{C12} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t_1} \quad (2.2)$$

$$V_{L3} = V_{C34} = L_3 \cdot \frac{\Delta I_{L3}}{\Delta t_1} \quad (2.3)$$

A tensão V_{C12} representa a soma das tensões dos capacitores $C1$ e $C2$ e, de modo análogo, V_{C34} representa a soma das tensões dos capacitores $C3$ e $C4$ e V_{C56} representa a soma das tensões dos capacitores $C5$ e $C6$. A ondulação de corrente sobre o indutor $L1$ é dada por ΔI_{L1} e a variação de tempo (Δt_1) valem, respectivamente:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1\text{MAX}} - I_{L1\text{MIN}} = I_{L1\text{MAX}} - 0 = I_{L1\text{MAX}} \quad (2.4)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = t_C \quad (2.5)$$

Substituindo-se as equações (2.4) e (2.5) em (2.1) chega-se a expressão

$$V_E = L_1 \cdot \frac{I_{L1\text{MAX}}}{t_C} \quad (2.6)$$

Reorganizando os termos da equação (2.6) é possível obter a corrente máxima no indutor $L1$ representada pela equação (2.7).

$$I_{L1\text{MAX}} = \frac{V_E}{L_1} \cdot t_C \quad (2.7)$$

Considerando que f_s representa a frequência de operação e t_c é o período onde as chaves S_2 , S_3 e S_5 permanecem ligadas, o ciclo de trabalho do conversor é dado por (2.8).

$$D = t_c \cdot f_s \quad (2.8)$$

De maneira análoga, a corrente máxima nos indutores L_2 e L_3 são representadas pelas equações (2.9) e (2.10).

$$I_{L2\text{MAX}} = \frac{V_{C12}}{L_2} \cdot t_c \quad (2.9)$$

$$I_{L3\text{MAX}} = \frac{V_{C34}}{L_3} \cdot t_c \quad (2.10)$$

A indutância calculada com a máxima corrente pode ser dada pelas equações (2.11) a (2.13).

$$L_1 = \frac{V_E}{I_{L1\text{MAX}}} \cdot t_c \quad (2.11)$$

$$L_2 = \frac{V_{C12}}{I_{L2\text{MAX}}} \cdot t_c \quad (2.12)$$

$$L_3 = \frac{V_{C34}}{I_{L3\text{MAX}}} \cdot t_c \quad (2.13)$$

Na segunda etapa de operação, o indutor L_1 fica submetido a uma tensão igual a $V_{C12} - V_E$. A duração desta etapa é $\Delta t_2 = t_2 - t_1$, e termina no instante $t = t_2$, assim, a corrente no indutor L_1 em função do tempo é dada pela equação (2.14).

$$i_{L1}(t) = I_{L1\text{MAX}} - \frac{(V_{C12} - V_E)}{L_1} \cdot t \quad (2.14)$$

Para o caso particular, $t = t_1$, tem-se:

$$i_{L1}(t_1) = I_{L1\text{MAX}} - \frac{(V_{C12} - V_E)}{L_1} \cdot t_1 \quad (2.15)$$

A tensão no indutor L_1 nessa etapa de operação está representada na equação (2.16).

$$V_{L1} = V_{C12} - V_E = -L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \quad (2.16)$$

Logo, o tempo necessário para que o indutor L_1 transfira toda sua energia para os capacitores $C1$ e $C2$ será igual a equação (2.17).

$$\Delta t' = \frac{L_1 \cdot I_{L1\text{MAX}}}{V_{C12} - V_E} \quad (2.17)$$

Adotando que $\Delta t' = t_{o1}$ e substituindo-se a equação (2.7) na equação (2.17), tem-se:

$$t_{o1} = \frac{V_E}{V_{C12} - V_E} \cdot t_C \quad (2.18)$$

De maneira análoga, a tensão nos indutores L2 e L3 nessa etapa de operação será igual às equações (2.19) e (2.20), respectivamente.

$$V_{L2} = V_{C34} - V_{C12} \quad (2.19)$$

$$V_{L3} = V_{C56} - V_{C34} \quad (2.20)$$

Assim, as equações (2.19) e (2.20) podem ser representadas por:

$$V_{C34} - V_{C12} = -L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t'} \quad (2.21)$$

$$V_{C56} - V_{C34} = -L_3 \cdot \frac{\Delta i_{L3}}{\Delta t''} \quad (2.22)$$

Logo, o tempo necessário para que os indutores L2 e L3 transfiram toda sua energia para os capacitores C3, C4, C5 e C6 será igual às equações (2.23) e (2.24), respectivamente.

$$\Delta t'' = \frac{L_2 \cdot I_{L2MAX}}{V_{C34} - V_{C12}} \quad (2.23)$$

$$\Delta t''' = \frac{L_3 \cdot I_{L3MAX}}{V_{C56} - V_{C34}} \quad (2.24)$$

Adotando que $\Delta t'' = t_{o2}$ e $\Delta t''' = t_{o3}$ e substituindo-se as equações (2.9) e (2.10) nas equações (2.23) e (2.24), respectivamente, tem-se:

$$t_{o2} = \frac{V_{C12}}{V_{C34} - V_{C12}} \cdot t_C \quad (2.25)$$

$$t_{o3} = \frac{V_{C34}}{V_{C56} - V_{C34}} \cdot t_C \quad (2.26)$$

Os valores da corrente *rms* em cada indutor são dadas pelas equações (2.27) a (2.29).

$$I_{L1_rms} = I_{L1MAX} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o1}}{T} \right)} \quad (2.27)$$

$$I_{L2_rms} = I_{L2MAX} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o2}}{T} \right)} \quad (2.28)$$

$$I_{L3_rms} = I_{L3_MAX} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{t_c}{T} + \frac{t_{o3}}{T} \right)} \quad (2.29)$$

Os valores da corrente média em cada indutor são dadas pelas equações (2.30) a (2.32).

$$I_{L1_avg} = \frac{I_{L1_MAX}}{2} \cdot \left(\frac{t_c}{T} + \frac{t_{o1}}{T} \right) \quad (2.30)$$

$$I_{L2_avg} = \frac{I_{L2_MAX}}{2} \cdot \left(\frac{t_c}{T} + \frac{t_{o2}}{T} \right) \quad (2.31)$$

$$I_{L3_avg} = \frac{I_{L3_MAX}}{2} \cdot \left(\frac{t_c}{T} + \frac{t_{o3}}{T} \right) \quad (2.32)$$

2.3.2 Esforços de tensão e corrente nos diodos D6, D7 e D8.

Na primeira etapa de operação, os diodos estão bloqueados, logo, a sua corrente será nula. A sua tensão reversa é igual às equações (2.33) a (2.35).

$$V_{D6} = V_{C12} - V_E \quad (2.33)$$

$$V_{D7} = V_{C34} - V_{C12} \quad (2.34)$$

$$V_{D8} = V_{C56} - V_{C34} \quad (2.35)$$

Na segunda etapa de operação ($t_1 < t < t_2$), a corrente que atravessa os diodos D6, D7 e D8 é a mesma corrente que passa pelos indutores L1, L2 e L3, respectivamente. Assim, a corrente máxima nos diodos D6, D7 e D8 é a mesma corrente máxima dos indutores L1, L2 e L3, respectivamente. As correntes nos diodos podem ser representadas pelas equações (2.36) a (2.38), respectivamente.

$$i_{D6}(t) = - \frac{(V_{C12} - V_E)}{L_1} \cdot t \quad (2.36)$$

$$i_{D7}(t) = - \frac{(V_{C34} - V_{C12})}{L_2} \cdot t \quad (2.37)$$

$$i_{D8}(t) = - \frac{(V_{C56} - V_{C34})}{L_3} \cdot t \quad (2.38)$$

Considerando que as correntes máximas nos diodos D6, D7 e D8 são as mesmas correntes máximas dos indutores L1, L2 e L3, respectivamente, a corrente média nos diodos podem ser representadas pelas equações (2.39) a (2.41).

$$i_{D6_avg} = \frac{i_{D6_MAX} \cdot t_{o1}}{2 \cdot T} \quad (2.39)$$

$$i_{D7_avg} = \frac{i_{D7MAX} \cdot t_{o2}}{2 \cdot T} \quad (2.40)$$

$$i_{D8_avg} = \frac{i_{D8MAX} \cdot t_{o3}}{2 \cdot T} \quad (2.41)$$

Os valores da corrente *rms* em cada diodo são dadas pelas equações (2.42) a (2.44).

$$I_{D6_rms} = I_{L1MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_{o1}}{3 \cdot T}} \quad (2.42)$$

$$I_{D7_rms} = I_{L2MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_{o2}}{3 \cdot T}} \quad (2.43)$$

$$I_{D8_rms} = I_{L3MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_{o3}}{3 \cdot T}} \quad (2.44)$$

2.3.3 Esforços de tensão e corrente nas chaves semicondutoras S1 a S7

As chaves semicondutoras *S2*, *S3* e *S5* funcionam com uma frequência de operação *fs* e são responsáveis pelo ciclo de troca de energia entre os indutores *L1*, *L2* e *L3* com os capacitores *C1* a *C6*. Na primeira etapa de operação as chaves *S2*, *S3* e *S5* estão fechadas e a corrente que passa por elas é a mesma corrente sobre os indutores *L1*, *L2* e *L3*, respectivamente. Assim, a corrente máxima sobre as chaves *S2*, *S3* e *S5* são representadas pelas equações (2.7), (2.9) e (2.10). Na segunda etapa de operação, as chaves estão bloqueadas e a tensão sobre elas são representadas pelas equações (2.45) a (2.47).

$$V_{S2} = V_E \quad (2.45)$$

$$V_{S3} = V_{C12} \quad (2.46)$$

$$V_{S5} = V_{C34} \quad (2.47)$$

Na quarta etapa de operação as chaves *S2*, *S3*, *S5* e *S7* estão fechadas, deixando os capacitores *C1* a *C6*, que estão carregados, em série com a carga. Assim, a corrente que atravessará as chaves é a mesma da carga e terá as características de uma onda dupla exponencial. As chaves *S4* e *S6* são utilizadas para isolar os indutores do circuito durante o impulso de tensão na carga enquanto a chave *S1* é utilizada para isolar o circuito de alimentação. A corrente máxima nas chaves *S1*, *S4* e *S6* são iguais as dos indutores *L1*, *L2* e

$L3$, respectivamente, da mesma forma que ocorre com as chaves $S2$, $S3$ e $S5$ e são representadas pelas equações (2.7), (2.9) e (2.10).

As chaves $S1$, $S4$ e $S6$ permanecem fechadas durante a primeira e segunda etapa de operação. Na quarta etapa, as tensões nas chaves $S4$ e $S6$ são representadas pelas equações (2.48) a (2.49) e tem um comportamento decrescente com o tempo. A chave $S1$ fica submetida à tensão da fonte de alimentação V_E durante a terceira e quarta etapa de operação e está representada na equação (2.50). Durante a primeira e segunda etapa, a chave $S1$ está fechada.

$$V_{S4} = V_{C12} \quad (2.48)$$

$$V_{S6} = V_{C34} \quad (2.49)$$

$$V_{S1} = V_E \quad (2.50)$$

$$V_{S7} = V_{C56} \quad (2.51)$$

Os valores da corrente *rms* em cada chave semicondutora são dados pelas equações (2.52) a (2.58). A corrente *rms* na carga é representada por $I_{T_{rms}}$.

$$I_{S1_rms} = I_{L1_rms} \quad (2.52)$$

$$I_{S2_rms} = I_{L1MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_c}{3 \cdot T}} \quad (2.53)$$

$$I_{S3_rms} = I_{L2MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_c}{3 \cdot T}} \quad (2.54)$$

$$I_{S4_rms} = I_{L2_rms} \quad (2.55)$$

$$I_{S5_rms} = I_{L3MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_c}{3 \cdot T}} \quad (2.56)$$

$$I_{S6_rms} = I_{L3_rms} \quad (2.57)$$

$$I_{S7_rms} = I_{T_{rms}} \quad (2.58)$$

Os valores da corrente média em cada chave semicondutora são apresentados pelas equações (2.59) a (2.65). A corrente média na carga é representada por $I_{T_{avg}}$.

$$I_{S1_avg} = I_{L1_avg} \quad (2.59)$$

$$I_{S2_avg} = \frac{I_{L1MAX} \cdot D}{2} \quad (2.60)$$

$$I_{S3_avg} = \frac{I_{L2MAX} \cdot D}{2} \quad (2.61)$$

$$I_{S4_avg} = I_{L2_avg} \quad (2.62)$$

$$I_{S5_avg} = \frac{I_{L3_MAX} \cdot D}{2} \quad (2.63)$$

$$I_{S6_avg} = I_{L3_avg} \quad (2.64)$$

$$I_{S7_avg} = I_{T_avg} \quad (2.65)$$

2.3.4 Esforços de tensão nos capacitores C1 a C6.

Reorganizando os termos da equação (2.18) tem-se a equação (2.66) que representa a tensão entre os capacitores $C1$ e $C2$.

$$V_{C12} = V_E \cdot \left(\frac{t_C + t_{o1}}{t_{o1}} \right) \quad (2.66)$$

Assim, a tensão nos capacitores $C1$ e $C2$ são representadas na equação (2.67).

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{C12}}{2} \quad (2.67)$$

Da mesma maneira, reorganizando os termos das equações (2.25) e (2.26) tem-se.

$$V_{C34} = V_{C12} \left(\frac{t_C + t_{o2}}{t_{o2}} \right) \quad (2.68)$$

$$V_{C56} = V_{C34} \left(\frac{t_C + t_{o3}}{t_{o3}} \right) \quad (2.69)$$

Logo, a tensão nos capacitores $C3$ e $C4$ são representadas na equação (2.70) e a dos capacitores $C5$ e $C6$ na equação (2.71).

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{V_{C34}}{2} \quad (2.70)$$

$$V_{C5} = V_{C6} = \frac{V_{C56}}{2} \quad (2.71)$$

Considerando que t_{o1} , t_{o2} e t_{o3} são aproximadamente iguais, ou seja,

$$t_{o1} = t_{o2} = t_{o3} = t_o \quad (2.72)$$

Substituindo as equações (2.66), (2.68) e (2.72) na equação (2.69) obtém-se.

$$V_{C56} = V_E \cdot \left(\frac{t_C + t_o}{t_o} \right)^3 \quad (2.73)$$

Generalizando-se para um conversor *boost* com n capacitores tem-se e expressão (2.74) que também é apresentada em (BAEK *et al.*, 2002).

$$V_{Cn,n+1} = V_E \cdot \left(\frac{t_c + t_o}{t_o} \right)^3 \quad (2.74)$$

Segundo (BARBI, 2008), tendo em vista que os parâmetros t_c e t_o normalmente não são diretamente especificados significa que não são tão úteis do ponto de vista de projeto. Dessa forma, as tensões entre os capacitores também podem ser determinadas de acordo com as expressões (2.75) a (2.77) propostas em (BAEK *et al.*, 2005). Estas expressões serão demonstradas no tópico 2.3.5 deste capítulo.

$$V_{C12} = V_E + \frac{D^2 \cdot V_E^2}{2 \cdot f_s \cdot L_1 \cdot I_{T_avg}} \quad (2.75)$$

$$V_{C34} = V_{C12} + \frac{D^2 \cdot V_{C12}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_2 \cdot I_{T_avg}} \quad (2.76)$$

$$V_{C56} = V_{C34} + \frac{D^2 \cdot V_{C34}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_3 \cdot I_{T_avg}} \quad (2.77)$$

2.3.5 Determinação do ganho estático G_T .

O ganho estático de um conversor é a razão da tensão da entrada pela tensão na saída e está representado na equação (2.78).

$$G_T = \frac{\sum_1^n V_{Cn}}{V_E} \quad (2.78)$$

Segundo (HART, 2011), o conversor *boost* operando em MCD apresenta a tensão média nos indutores igual a zero e a corrente média nos diodos igual à corrente da carga. Dessa forma, considerando que a potência de entrada do primeiro conversor *boost* do conversor em cascata é igual à potência de saída do mesma parte, então, obtém-se.

$$V_{C12} \cdot I_{D6_avg} = V_E \cdot I_{L1_avg} \quad (2.79)$$

Reorganizando os termos da equação (2.79) obtém-se.

$$I_{L1_avg} = \frac{V_{C12}}{V_E} \cdot I_{D6_avg} \quad (2.80)$$

Subtraindo as equações (2.39) e (2.30) obtém-se.

$$I_{L1_avg} - I_{D6_avg} = \frac{I_{L1max}}{2} \cdot \frac{t_c}{T} \quad (2.81)$$

Isolando a corrente máxima de LI na equação (2.81) e considerando as equações (2.7) e (2.80), obtém-se a seguinte identidade.

$$\frac{2T}{t_C} \cdot \left(\frac{V_{C12}}{V_E} \cdot I_{D6_avg} - I_{D6_avg} \right) = \frac{V_E}{L_1} \cdot t_C \quad (2.82)$$

Considerando que a corrente média I_{D6_avg} no diodo D_6 é igual à corrente média I_{T_avg} na carga e a equação (2.8). Reorganizando os termos da equação (2.82), encontra-se a relação (2.83).

$$\frac{V_{C12}}{V_E} = 1 + \frac{D^2 \cdot V_E^2}{2 \cdot f_s \cdot L_1 \cdot I_{T_avg}} \quad (2.83)$$

De modo análogo, a análise do ganho estático para o conversor *boost* em cascata para a segunda e terceira partes do conversor são dadas por:

$$\frac{V_{C34}}{V_{12}} = 1 + \frac{D^2 \cdot V_{12}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_2 \cdot I_{T_avg}} \quad (2.84)$$

$$\frac{V_{C56}}{V_{34}} = 1 + \frac{D^2 \cdot V_{34}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_3 \cdot I_{T_avg}} \quad (2.85)$$

As equações (2.83) a (2.85) demonstram os resultados apresentados nas equações (2.75) a (2.77). Generalizando-se para n conversores *boosts*, a tensão no n -ésimo capacitor será igual à relação (2.86) (BAEK *et al.*, 2002, 2005).

$$V_{C_{n,n+1}} = V_{C_{n-2,n-1}} \cdot \left[1 + \frac{D^2 \cdot (V_{C_{n-2,n-1}})^2}{2 \cdot f_s \cdot L_n \cdot I_{T_avg}} \right] \quad (2.86)$$

2.3.6 Determinação da capacitância e indutância.

A capacitância de $C1 - C6$ poderá ser definida através da expressão (2.87).

$$C_{1...n} = \frac{t_C \cdot V_{out}}{\Delta V_{Cap} \cdot R_O} \quad (2.87)$$

Onde:

- V_{out} é tensão de saída dos capacitores somadas que será aplicada à carga.
- ΔV_{Cap} é a queda de tensão nos capacitores durante o impulso.
- R_O é a resistência de carga considerada.

Considerando a corrente média nos indutores $I_{L_{n_avg}}$, a indutância que satisfaz o MCD poderá ser definida através da expressão (2.88).

$$L_{1\dots n} < \frac{V_{C_{n,n+1}} \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot I_{L_{n_avg}} \cdot (1+D)} \quad (2.88)$$

Caso a indutância utilizada seja maior que a expressão (2.88) o conversor vai passar a operar em Modo de Condução Contínua (MCC).

2.3.7 Determinação da energia e potência.

A energia acumulada pode ser calculada de acordo com a equação (2.89).

$$E_{total} = \sum_{n=1}^6 \left[\frac{C_n \cdot \left(\frac{V_{C_n}}{2} \right)^2}{2} \right] \quad (2.89)$$

Considerando que a capacitância total de $C1$ - $C6$ em série e a resistência de carga, o tempo necessário para descarregamento total de $C1$ - $C6$ é 5τ . Assim, a potência do conversor pode ser calculada pela equação (2.90).

$$P_{total} = \frac{E_{total}}{5\tau} \quad (2.90)$$

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi feita uma análise qualitativa e quantitativa do conversor *boost* em cascata operando em MCD. Foram apresentados os principais gráficos teóricos do seu funcionamento além das equações para determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor. A forma de onda na saída apresenta as características de uma dupla exponencial que será aplicada a algumas topologias de sistema de aterramento usado como carga auxiliando o funcionamento de um *software* e de um sistema de aquisição de dados desenvolvidos para identificar parâmetros do referido sistema de aterramento.

3 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BOOST EM CASCATA COM TENSÃO QUADRADA NA CARGA

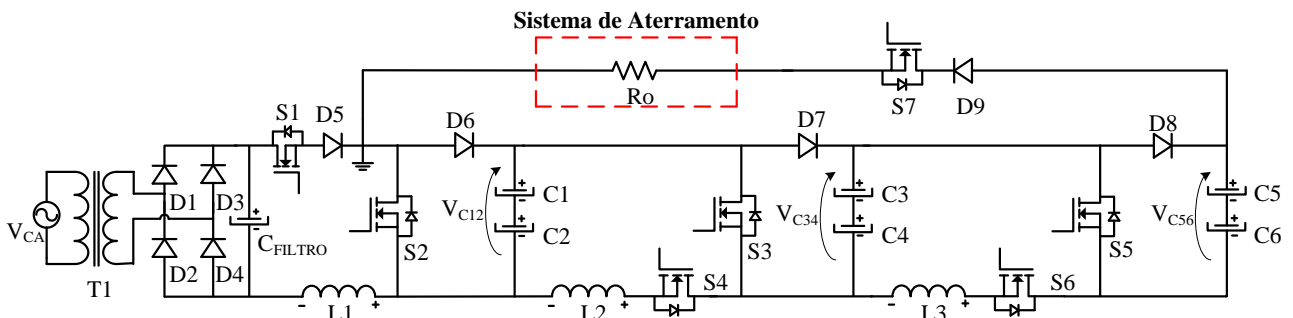
3.1 Introdução

Nesse capítulo, são apresentadas as mesmas análises realizadas no capítulo anterior para um gerador de impulsos que utiliza a topologia de um conversor *boost* em cascata operando em MCD e que utiliza sistemas de aterramentos elétricos amplamente utilizados pelas concessionárias de energia como carga. Entretanto, as principais diferenças para este modo de funcionamento que se constitui de um gerador de tensão que é aplicada à carga através de pulsos de ondas quadradas. As principais diferenças acontecem no modo de funcionamento das chaves $S2$, $S3$, $S5$ e $S7$ após a etapa de carregamento dos capacitores. O referido gerador de impulsos de tensão tem como principal função auxiliar o funcionamento de um *software* desenvolvido para inspeção de sistemas de aterramentos elétricos. As características do tipo de onda aplicada à carga (quadrada ou dupla exponencial) proporcionam ao *software* uma maior possibilidade para inspeção de sistemas de aterramento em conjunto com o *software*.

3.2 Análise qualitativa do conversor

Novamente nessa seção é apresentado o estudo do conversor proposto operando em modo de condução descontínuo que aplica ondas quadradas na carga (Figura 3.1). A análise qualitativa trata sobre a descrição das etapas de operação e as principais formas de onda de tensão e corrente sobre os componentes do conversor.

Figura 3.1 – Topologia do conversor *boost* em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.2.1 Descrição das etapas de operação

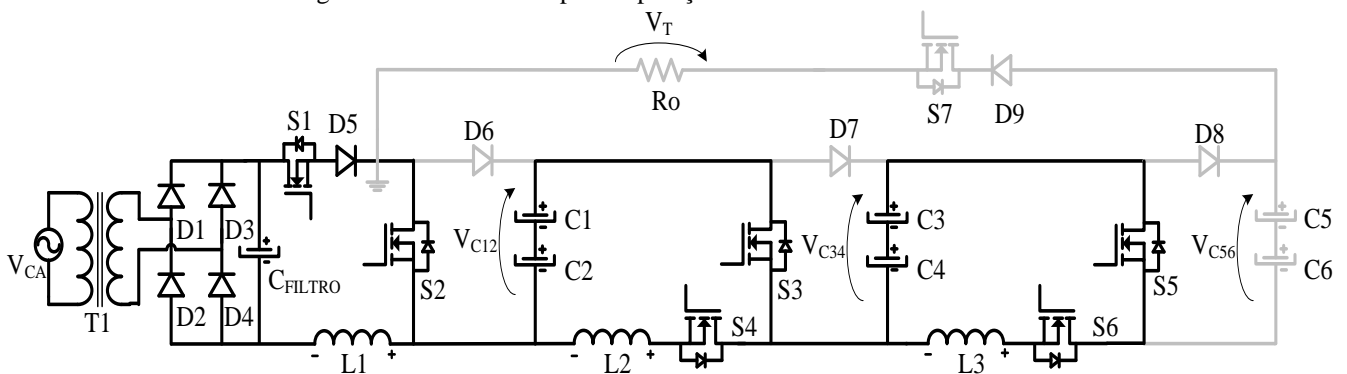
O princípio de operação desta topologia é dividido em cinco etapas de operação ao contrário do modo do capítulo anterior que apresenta quatro etapas. Estas são divididas de acordo com os sinais de operação das chaves semicondutoras $S1 - S7$. As chaves $S2, S3$ e $S5$ são as responsáveis pelo ganho de tensão em cada conversor *boost* e operam com frequência na ordem de *kilohertz*. As chaves $S1, S4$ e $S6$ operam uma única vez a cada ciclo de operação.

A chave $S7$ controla os impulsos de tensão que são aplicados à carga. As figuras 3.2 a 3.6 mostram as cinco etapas de operação dividindo-se o período de acordo com a combinação da posição das chaves semicondutoras.

Primeira etapa ($t_0 < t < t_1$):

Neste intervalo as chaves $S1 - S6$ entram em condução e a chave $S7$ é a única que permanece bloqueada. A tensão da fonte de alimentação CA é retificada pelos diodos $D1 - D4$ e capacitor C_{Filtro} e torna-se uma fonte CC que alimenta os capacitores $C1 - C6$ que se carregam pelo período entre t_0 e t_1 . Os diodos $D6 - D9$ estão reversamente polarizados enquanto que $D5$ está diretamente polarizado. A corrente nos indutores $L1 - L3$ aumenta linearmente no período da etapa fazendo com que eles armazenem energia. A fonte CC alimenta o indutor $L1$ através da chave $S2$ que está fechada. Da mesma maneira, os capacitores $C1 - C2$ alimentam $L2$ através de $S3$ e $S4$ e, também, os capacitores $C3 - C4$ alimentam $L3$ através de $S5$ e $S6$. As formas de onda teóricas desta etapa de operação são apresentadas na figura 3.7 em função do tempo.

Figura 3.2 – Primeira etapa de operação do conversor *boost* em cascata.

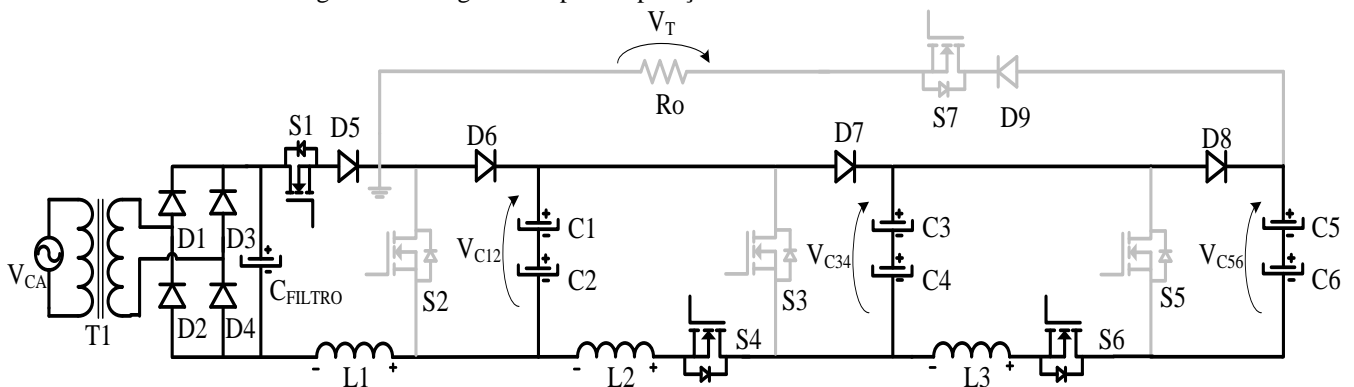


Fonte: Elaborada pelo autor.

Segunda etapa ($t_1 < t < t_2$):

Neste intervalo as chaves $S1$, $S4$ e $S6$ permanecem fechadas enquanto as chaves $S2$, $S3$, $S5$ e $S7$ estão abertas. Os diodos $D5$ – $D8$ estão diretamente polarizados e $D9$ reversamente polarizado. Nesta etapa os indutores $L1$ – $L3$ transferem a sua energia armazenada na etapa anterior para os capacitores $C1$ – $C6$, logo, a tensão da fonte CC é somada à tensão V_{L1} do indutor $L1$ e carrega $C1$ e $C2$. Da mesma maneira, a tensão V_{C12} que é a soma das tensões dos capacitores $C1$ e $C2$ é somada à tensão V_{L2} do indutor $L2$ para carregar $C3$ e $C4$ e, também, a tensão V_{C34} é somada à V_{L3} para carregar $C5$ e $C6$. Portanto, os capacitores $C1$ – $C6$ ficam carregados com uma tensão maior do que na etapa anterior. Como os indutores $L1$ – $L3$ transferem toda a sua energia para os capacitores $C1$ – $C6$ nesse período, a sua corrente tende a decrescer linearmente até tornar-se nula caracterizando, portanto, o MCD. No instante em que a corrente dos indutores fica nula, os diodos $D6$, $D7$ e $D8$ bloqueiam e permanecem dessa forma até um novo ciclo de chaveamento reiniciar (primeira etapa). As formas de onda teóricas desta etapa de operação são apresentadas na figura 3.7 em função do tempo.

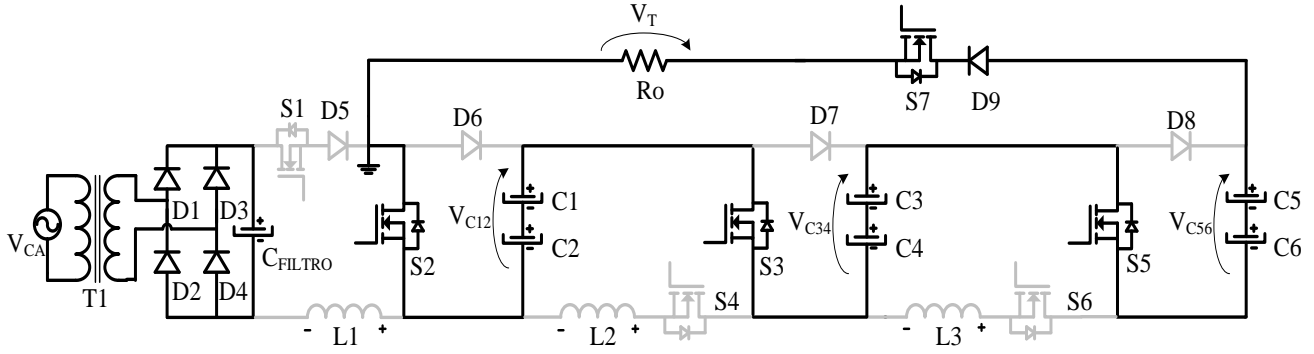
Figura 3.3 – Segunda etapa de operação do conversor *boost* em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A primeira e a segunda etapas são caracterizadas pelo período de chaveamento de $S2$, $S3$, $S5$ que tem como objetivo a elevação da tensão nos terminais dos capacitores $C1$ – $C6$. Estas etapas se repetem pelo intervalo de tempo t_2 a t_3 que pode ser denominado como tempo de carregamento dos capacitores. Esse intervalo é o tempo necessário para que a soma das tensões de $C1$ – $C6$ tenham um valor desejado para, posteriormente, serem aplicadas à carga.

Figura 3.5 – Quarta etapa de operação do conversor *boost* em cascata.

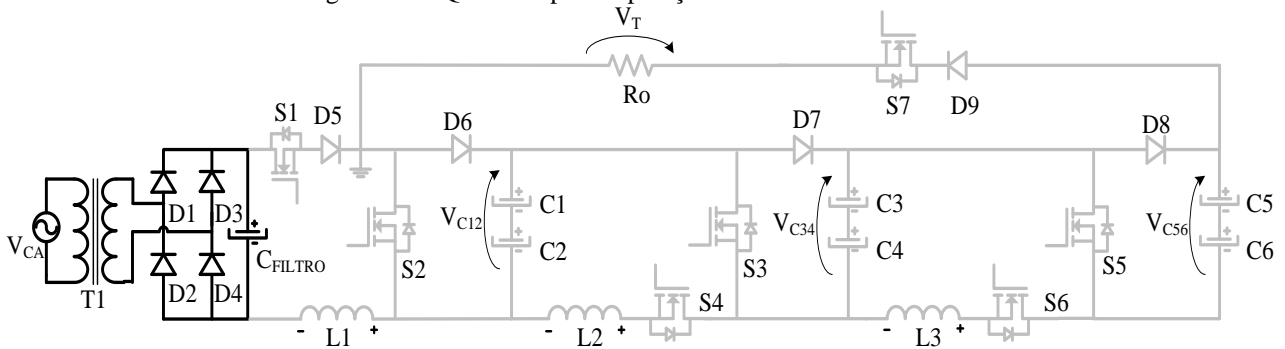


Fonte: Elaborada pelo autor.

Quinta etapa ($t_5 < t < t_6$):

Nesta etapa a chave S_7 fica aberta pelo intervalo de t_5 a t_6 na ordem de microssegundos. Nesta etapa, os capacitores $C_1 - C_6$ encontram-se carregados e ligados em série através de S_2 , S_3 e S_5 que estão fechadas, entretanto, como S_7 está aberta o fluxo de corrente não é aplicado à carga nesta etapa. Além disso, as chaves S_1 , S_4 e S_6 estão abertas. Os diodos $D_5 - D_8$ estão reversamente polarizados e a energia dos indutores $L_1 - L_3$ já fora transferida para os capacitores $C_1 - C_6$. As formas de onda teóricas desta etapa de operação são apresentadas na figura 3.7 em função do tempo.

Figura 3.6 – Quinta etapa de operação do conversor *boost* em cascata.



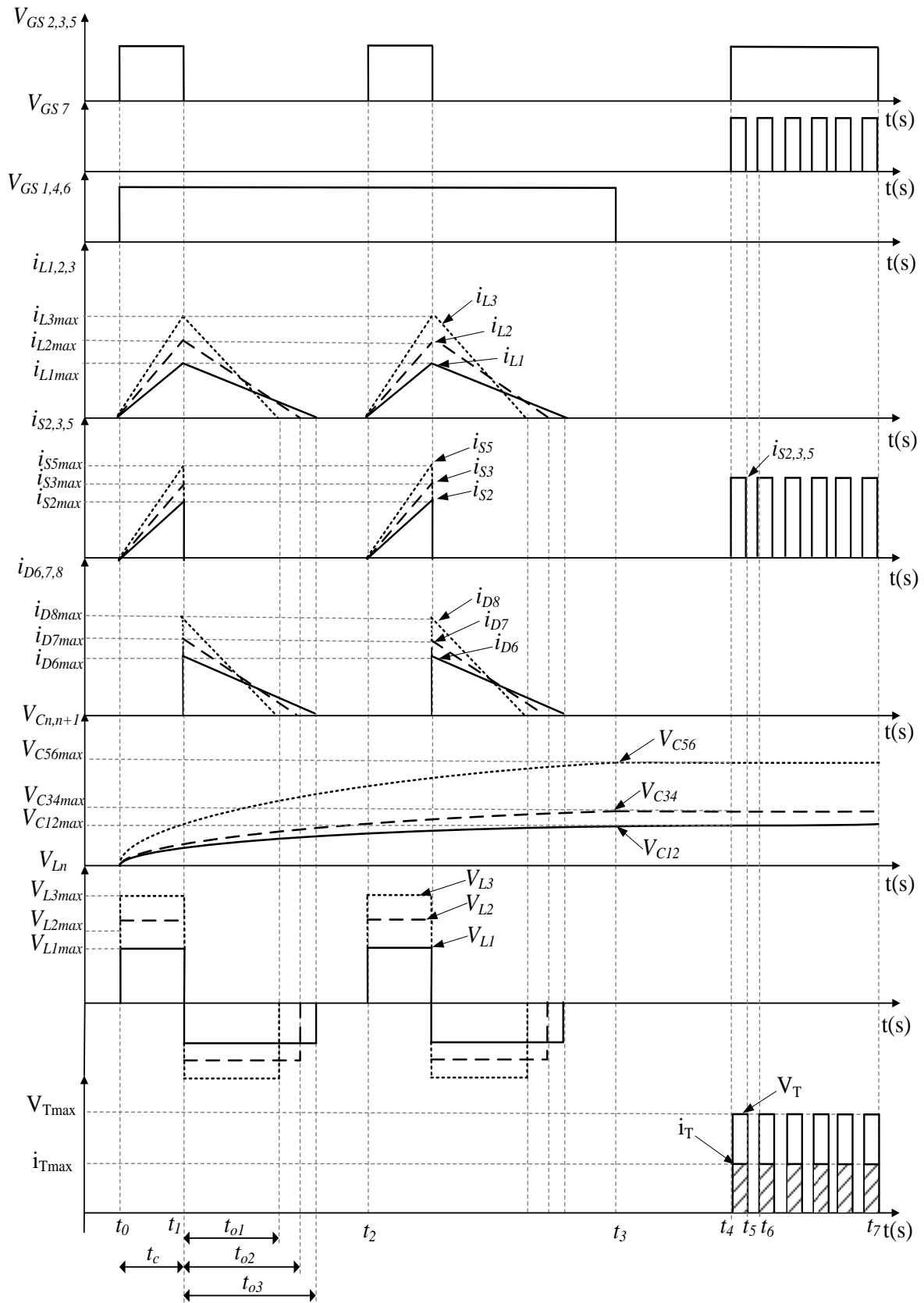
Fonte: Elaborada pelo autor.

A quarta e a quinta etapa se repetem até o tempo t_7 onde todas as chaves $S_1 - S_7$ ficam bloqueadas finalizando o funcionamento do conversor.

3.2.2 Principais formas de onda

As principais formas de onda teóricas são mostradas na figura 3.7 e analisando-as é possível determinar os valores dos esforços de tensão e corrente dos principais componentes do conversor *boost* em cascata.

Figura 3.7 – Formas de onda teóricas do conversor *boost* em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.3 Análise quantitativa do conversor

A análise qualitativa representa todo o equacionamento dos esforços de tensão e corrente nos componentes e a determinação de outras grandezas importantes para o projeto.

De forma análoga ao capítulo anterior são feitos os mesmos procedimentos para a análise qualitativa neste modo de operação.

3.3.1 Esforços de tensão e corrente nos indutores $L1$, $L2$ e $L3$

Analisando a primeira etapa de operação ($t_0 < t < t_1$) do conversor proposto é possível observar que a corrente nos indutores $L1$, $L2$ e $L3$ possuem um crescimento linear. Esse comportamento é esperado devido ao carregamento dos indutores. A tensão média da fonte de alimentação é dada por $V_E \approx \sqrt{2} \cdot V_{\text{rmsrede}}$ que é igual à tensão no indutor $L1$. Logo, a tensão no indutor $L1$ é dada por (3.1).

$$V_{L1} = V_E = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t_1} \quad (3.1)$$

De modo análogo, a tensão nos indutores $L2$ e $L3$ são representadas pelas equações (3.2) e (3.3).

$$V_{L2} = V_{C12} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t_1} \quad (3.2)$$

$$V_{L3} = V_{C34} = L_3 \cdot \frac{\Delta I_{L3}}{\Delta t_1} \quad (3.3)$$

A tensão V_{C12} representa a soma das tensões dos capacitores $C1$ e $C2$ e, de modo análogo, V_{C34} representa a soma das tensões dos capacitores $C3$ e $C4$. A ondulação de corrente sobre o indutor $L1$ é dada por ΔI_{L1} e a variação de tempo (Δt_1) valem, respectivamente:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1\text{MAX}} - I_{L1\text{MIN}} = I_{L1\text{MAX}} - 0 = I_{L1\text{MAX}} \quad (3.4)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = t_C \quad (3.5)$$

Substituindo-se as equações (3.4) e (3.5) em (3.1) chega-se a expressão

$$V_E = L_1 \cdot \frac{I_{L1\text{MAX}}}{t_C} \quad (3.6)$$

Reorganizando os termos da equação (3.6) é possível obter a corrente máxima no indutor $L1$ representada pela equação (3.7).

$$I_{L1\text{MAX}} = \frac{V_E}{L_1} \cdot t_C \quad (3.7)$$

Considerando que f_s representa a frequência de operação e t_c é o período onde as chaves S_2 , S_3 e S_5 permanecem ligadas, o ciclo de trabalho do conversor é dado por (3.8).

$$D = t_C \cdot f_s \quad (3.8)$$

De maneira análoga, a corrente máxima nos indutores L_2 e L_3 são representadas pelas equações (3.9) e (3.10).

$$I_{L2\text{MAX}} = \frac{V_{C12}}{L_2} \cdot t_C \quad (3.9)$$

$$I_{L3\text{MAX}} = \frac{V_{C34}}{L_3} \cdot t_C \quad (3.10)$$

A indutância calculada com a máxima corrente pode ser dada pelas equações (3.11) a (3.13).

$$L_1 = \frac{V_E}{I_{L1\text{MAX}}} \cdot t_C \quad (3.11)$$

$$L_2 = \frac{V_{C12}}{I_{L2\text{MAX}}} \cdot t_C \quad (3.12)$$

$$L_3 = \frac{V_{C34}}{I_{L3\text{MAX}}} \cdot t_C \quad (3.13)$$

Na segunda etapa de operação, o indutor L_1 fica submetido a uma tensão igual a $V_{C12} - V_E$. A duração desta etapa é $\Delta t_2 = t_2 - t_1$, e termina no instante $t = t_1$, assim, a corrente no indutor L_1 em função do tempo é dada pela equação (3.14).

$$i_{L1}(t) = I_{L1\text{MAX}} - \frac{(V_{C12} - V_E)}{L_1} \cdot t \quad (3.14)$$

Para o caso particular, $t = t_1$, tem-se:

$$i_{L1}(t_1) = I_{L1\text{MAX}} - \frac{(V_{C12} - V_E)}{L_1} \cdot t_1 \quad (3.15)$$

A tensão no indutor L_1 nessa etapa de operação está representada na equação (3.16).

$$V_{L1} = V_{C12} - V_E = -L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \quad (3.16)$$

Logo, o tempo necessário para que o indutor L_1 transfira toda sua energia para os capacitores $C1$ e $C2$ será igual a equação (3.17).

$$\Delta t' = \frac{L_1 \cdot I_{L1MAX}}{V_{C12} - V_E} \quad (3.17)$$

Adotando que $\Delta t' = t_{o1}$ e substituindo-se a equação (3.7) na equação (3.17), tem-se:

$$t_{o1} = \frac{V_E}{V_{C12} - V_E} \cdot t_C \quad (3.18)$$

De maneira análoga, a tensão nos indutores L_2 e L_3 nessa etapa de operação será igual às equações (3.19) e (3.20), respectivamente.

$$V_{L2} = V_{C34} - V_{C12} \quad (3.19)$$

$$V_{L3} = V_{C56} - V_{C34} \quad (3.20)$$

Assim, as equações (3.19) e (3.20) podem ser representadas por:

$$V_{C34} - V_{C12} = -L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t'} \quad (3.21)$$

$$V_{C56} - V_{C34} = -L_3 \frac{\Delta i_{L3}}{\Delta t''} \quad (3.22)$$

Logo, o tempo necessário para que os indutores L_2 e L_3 transfiram toda sua energia para os capacitores C_3 , C_4 , C_5 e C_6 será igual às equações (3.23) e (3.24), respectivamente.

$$\Delta t'' = \frac{L_2 \cdot I_{L2MAX}}{V_{C34} - V_{C12}} \quad (3.23)$$

$$\Delta t''' = \frac{L_3 \cdot I_{L3MAX}}{V_{C56} - V_{C34}} \quad (3.24)$$

Adotando que $\Delta t'' = t_{o2}$ e $\Delta t''' = t_{o3}$ e substituindo-se as equações (3.9) e (3.10) nas equações (3.23) e (3.24), respectivamente, tem-se:

$$t_{o2} = \frac{V_{C12}}{V_{C34} - V_{C12}} \cdot t_C \quad (3.25)$$

$$t_{o3} = \frac{V_{C34}}{V_{C56} - V_{C34}} \cdot t_C \quad (3.26)$$

Os valores da corrente *rms* em cada indutor são dadas pelas equações (3.27) a (3.29).

$$I_{L1_rms} = I_{L1MAX} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o1}}{T} \right)} \quad (3.27)$$

$$I_{L2_rms} = I_{L2MAX} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o2}}{T} \right)} \quad (3.28)$$

$$I_{L3_rms} = I_{L3MAX} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o3}}{T} \right)} \quad (3.29)$$

Os valores da corrente média em cada indutor são dadas pelas equações (3.30) a (3.32).

$$I_{L1_avg} = \frac{I_{L1MAX}}{2} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o1}}{T} \right) \quad (3.30)$$

$$I_{L2_avg} = \frac{I_{L2MAX}}{2} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o2}}{T} \right) \quad (3.31)$$

$$I_{L3_avg} = \frac{I_{L3MAX}}{2} \cdot \left(\frac{t_C}{T} + \frac{t_{o3}}{T} \right) \quad (3.32)$$

3.3.2 Esforços de tensão e corrente nos diodos D6, D7 e D8.

Na primeira etapa de operação, os diodos estão bloqueados, logo, a sua corrente será nula. A sua tensão reversa é igual às equações (3.33) a (3.35).

$$V_{D6} = V_{C12} - V_E \quad (3.33)$$

$$V_{D7} = V_{C34} - V_{C12} \quad (3.34)$$

$$V_{D8} = V_{C56} - V_{C34} \quad (3.35)$$

Na segunda etapa de operação ($t_1 < t < t_2$), a corrente que atravessa os diodos D6, D7 e D8 é a mesma corrente que passa pelos indutores L1, L2 e L3, respectivamente. Assim, a corrente máxima nos diodos D6, D7 e D8 é a mesma corrente máxima dos indutores L1, L2 e L3, respectivamente. As correntes nos diodos podem ser representadas pelas equações (3.36) a (3.38), respectivamente.

$$i_{D6}(t) = - \frac{(V_{C12} - V_E)}{L_1} \cdot t \quad (3.36)$$

$$i_{D7}(t) = - \frac{(V_{C34} - V_{C12})}{L_2} \cdot t \quad (3.37)$$

$$i_{D8}(t) = - \frac{(V_{C56} - V_{C34})}{L_3} \cdot t \quad (3.38)$$

Considerando que as correntes máximas nos diodos D6, D7 e D8 são as mesmas correntes máximas dos indutores L1, L2 e L3, respectivamente, a corrente média nos diodos podem ser representadas pelas equações (3.39) a (3.41).

$$i_{D6_avg} = \frac{i_{D6MAX} \cdot t_{o1}}{2.T} \quad (3.39)$$

$$i_{D7_avg} = \frac{i_{D7MAX} \cdot t_{o2}}{2.T} \quad (3.40)$$

$$i_{D8_avg} = \frac{i_{D8MAX} \cdot t_{o3}}{2.T} \quad (3.41)$$

Os valores da corrente *rms* em cada diodo são dadas pelas equações (3.42) a (3.44).

$$I_{D6_rms} = I_{L1MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_{o1}}{3.T}} \quad (3.42)$$

$$I_{D7_rms} = I_{L2MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_{o2}}{3.T}} \quad (3.43)$$

$$I_{D8_rms} = I_{L3MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_{o3}}{3.T}} \quad (3.44)$$

3.3.3 Esforços de tensão e corrente nas chaves semicondutoras S1 a S7

As chaves semicondutoras *S2*, *S3* e *S5* funcionam com uma frequência de operação *fs* e são responsáveis pelo ciclo de troca de energia entre os indutores *L1*, *L2* e *L3* com os capacitores *C1* a *C6*. Na primeira etapa de operação as chaves *S2*, *S3* e *S5* estão fechadas e a corrente que passa por elas é a mesma corrente sobre os indutores *L1*, *L2* e *L3*, respectivamente. Assim, a corrente máxima sobre as chaves *S2*, *S3* e *S5* são representadas pelas equações (3.7), (3.9) e (3.10). Na segunda etapa de operação, as chaves estão bloqueadas e a tensão sobre elas são representadas pelas equações (3.45) a (3.47).

$$V_{S2} = V_E \quad (3.45)$$

$$V_{S3} = V_{C12} \quad (3.46)$$

$$V_{S5} = V_{C34} \quad (3.47)$$

Na quarta etapa de operação as chaves *S2*, *S3*, *S5* e *S7* estão fechadas, deixando os capacitores *C1* a *C6*, que estão carregados, em série com a carga. Assim, a corrente que atravessará as chaves é a mesma da carga. Na quinta etapa de operação as chaves *S2*, *S3*, *S5* continuam fechadas, mas *S7* estará aberta, deixando os capacitores *C1* a *C6*, que estão carregados e em série, desconectados da carga. A quarta e quinta etapas se repetem 20 vezes formando, portanto, uma onda quadrada na carga com um ciclo de trabalho D_1 .

As chaves $S4$ e $S6$ são utilizadas para isolar os indutores do circuito durante o impulso de tensão na carga enquanto a chave $S1$ é utilizada para isolar o circuito de alimentação. A corrente máxima nas chaves $S1$, $S4$ e $S6$ são iguais as dos indutores $L1$, $L2$ e $L3$, respectivamente, da mesma forma que ocorre com as chaves $S2$, $S3$ e $S5$ e são representadas pelas equações (3.7), (3.9) e (3.10).

As chaves $S1$, $S4$ e $S6$ permanecem fechadas durante a primeira e segunda etapa de operação. Na quarta etapa, as tensões nestas chaves e na chave $S7$ são representadas pelas equações (3.48) a (3.51) e tem um comportamento decrescente com o tempo. A chave $S1$ fica submetida à tensão da fonte de alimentação V_E durante a terceira e quarta etapa de operação e está representada na equação (3.50). Durante a primeira e segunda etapa, a chave $S1$ está fechada.

$$V_{S4} = V_{C12} \quad (3.48)$$

$$V_{S6} = V_{C34} \quad (3.49)$$

$$V_{S1} = V_E \quad (3.50)$$

$$V_{S7} = V_{C56} \quad (3.51)$$

Os valores da corrente *rms* em cada chave semicondutora são dadas pelas equações (3.52) a (3.58).

$$I_{S1_rms} = I_{L1_rms} \quad (3.52)$$

$$I_{S2_rms} = I_{L1_MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_c}{3 \cdot T}} \quad (3.53)$$

$$I_{S3_rms} = I_{L2_MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_c}{3 \cdot T}} \quad (3.54)$$

$$I_{S4_rms} = I_{L2_rms} \quad (3.55)$$

$$I_{S5_rms} = I_{L3_MAX} \cdot \sqrt{\frac{t_c}{3 \cdot T}} \quad (3.56)$$

$$I_{S6_rms} = I_{L3_rms} \quad (3.57)$$

$$I_{S7_rms} = I_{T_rms} \quad (3.58)$$

Os valores da corrente média em cada chave semicondutora são apresentadas pelas equações (3.59) a (3.65).

$$I_{S1_avg} = I_{L1_avg} \quad (3.59)$$

$$I_{S2_avg} = \frac{I_{L1MAX} \cdot D}{2} \quad (3.60)$$

$$I_{S3_avg} = \frac{I_{L2MAX} \cdot D}{2} \quad (3.61)$$

$$I_{S4_avg} = I_{L2_avg} \quad (3.62)$$

$$I_{S5_avg} = \frac{I_{L3MAX} \cdot D}{2} \quad (3.63)$$

$$I_{S6_avg} = I_{L3_avg} \quad (3.64)$$

$$I_{S7_avg} = I_{T_avg} \quad (3.65)$$

3.3.4 Esforços de tensão nos capacitores C1 a C6.

Reorganizando os termos da equação (3.18) tem-se a equação (3.66) que representa a tensão entre os capacitores C1 e C2.

$$V_{C12} = V_E \cdot \left(\frac{t_C + t_{o1}}{t_{o1}} \right) \quad (3.66)$$

Assim, a tensão nos capacitores C1 e C2 são representadas na equação (2.67).

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{C12}}{2} \quad (3.67)$$

Da mesma maneira, reorganizando os termos das equações (3.25) e (3.26) tem-se.

$$V_{C34} = V_{C12} \left(\frac{t_C + t_{o2}}{t_{o2}} \right) \quad (3.68)$$

$$V_{C56} = V_{C34} \left(\frac{t_C + t_{o3}}{t_{o3}} \right) \quad (3.69)$$

Logo, a tensão nos capacitores C3 e C4 são representadas na equação (3.70) e a dos capacitores C5 e C6 na equação (3.71).

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{V_{C34}}{2} \quad (3.70)$$

$$V_{C5} = V_{C6} = \frac{V_{C56}}{2} \quad (3.71)$$

Considerando que t_{o1} , t_{o2} e t_{o3} são aproximadamente iguais, ou seja,

$$t_{o1} = t_{o2} = t_{o3} = t_o \quad (3.72)$$

Substituindo as equações (3.66), (3.68) e (3.72) na equação (3.69) obtém-se.

$$V_{C56} = V_E \cdot \left(\frac{t_c + t_o}{t_o} \right)^3 \quad (3.73)$$

Generalizando-se para um conversor *boost* com n capacitores tem-se a expressão (3.74) que também é apresentada em (BAEK *et al.*, 2002).

$$V_{Cn,n+1} = V_E \cdot \left(\frac{t_c + t_o}{t_o} \right)^3 \quad (3.74)$$

Segundo (BARBI, 2008), tendo em vista que os parâmetros t_c e t_o normalmente não são diretamente especificados significa que não são tão úteis do ponto de vista de projeto. Dessa forma, as tensões entre os capacitores também podem ser determinadas de acordo com as expressões (3.75) a (3.77) propostas em (BAEK *et al.*, 2005). Estas expressões serão demonstradas no tópico 3.3.5 deste capítulo.

$$V_{C12} = V_E + \frac{D^2 \cdot V_E^2}{2 \cdot f_s \cdot L_1 \cdot I_{T_avg}} \quad (3.75)$$

$$V_{C34} = V_{C12} + \frac{D^2 \cdot V_{C12}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_2 \cdot I_{T_avg}} \quad (3.76)$$

$$V_{C56} = V_{C34} + \frac{D^2 \cdot V_{C34}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_3 \cdot I_{T_avg}} \quad (3.77)$$

3.3.5 Determinação do ganho estático G_T .

O ganho estático de um conversor é a razão da tensão da entrada pela tensão na saída e está representado na equação (3.78).

$$G_T = \frac{\sum_1^n V_{Cn}}{V_E} \quad (3.78)$$

O conversor *boost* operando em MCD apresenta a tensão média nos indutores igual a zero e a corrente média nos diodos igual a da carga e estão representadas nas equações (3.30) e (3.39), respectivamente (HART, 2011).

Admitindo que a potência de entrada do primeiro conversor *boost* do conversor em cascata é igual à potência de saída do mesma parte, então, obtém-se.

$$V_{C12} \cdot I_{D6_avg} = V_E \cdot I_{L1_avg} \quad (3.79)$$

Reorganizando os termos da equação (3.79) obtém-se.

$$I_{L1_avg} = \frac{V_{C12}}{V_E} \cdot I_{D6_avg} \quad (3.80)$$

Subtraindo as equações (3.39) e (3.30) obtém-se.

$$I_{L1_avg} - I_{D1_avg} = \frac{I_{L1_max}}{2} \cdot \frac{t_C}{T} \quad (3.81)$$

Isolando a corrente máxima de LI na equação (3.81) e considerando as equações (3.7) e (3.80), obtém-se a seguinte identidade.

$$\frac{2T}{t_C} \cdot \left(\frac{V_{C12}}{V_E} \cdot I_{D6_avg} - I_{D6_avg} \right) = \frac{V_E}{L_1} \cdot t_C \quad (3.82)$$

Considerando que a corrente média no diodo D_6 é igual à corrente média na carga I_{T_ef} e a equação (3.8) e reorganizando os termos da equação (3.82), encontra-se a relação (3.83).

$$\frac{V_{C12}}{V_E} = 1 + \frac{D^2 \cdot V_E^2}{2 \cdot f_s \cdot L_1 \cdot I_{T_avg}} \quad (3.83)$$

De modo análogo, a análise do ganho estático para o conversor *boost* em cascata para a segunda e terceira partes do conversor são dadas por:

$$\frac{V_{C34}}{V_{12}} = 1 + \frac{D^2 \cdot V_{12}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_2 \cdot I_{T_avg}} \quad (3.84)$$

$$\frac{V_{C56}}{V_{34}} = 1 + \frac{D^2 \cdot V_{34}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_3 \cdot I_{T_avg}} \quad (3.85)$$

As equações (3.83) a (3.85) demonstram os resultados apresentados nas equações (3.75) a (3.77).

Generalizando-se para n conversores *boost's*, a tensão no n -ésimo capacitor será igual à relação (3.86) (BAEK *et al.*, 2002, 2005).

$$V_{C_{n,n+1}} = V_{C_{n-2,n-1}} \cdot \left[1 + \frac{D^2 \cdot (V_{C_{n-2,n-1}})^2}{2 \cdot f_s \cdot L_n \cdot I_{T_avg}} \right] \quad (3.86)$$

Considerando D_I o ciclo de trabalho da chave $S7$, os valores de corrente máxima, *rms* e média que são aplicadas à carga são apresentados nas equações (3.87), (3.88) e (3.89).

$$I_{T_MAX} = \frac{V_{T_MAX}}{R_O} \quad (3.87)$$

$$I_{T_rms} = \sqrt{D_I} \cdot I_{T_MAX} \quad (3.88)$$

$$I_{T_avg} = D_1 \cdot I_{T_MAX} \quad (3.89)$$

O valor da tensão máxima que é aplicada à carga V_{T_MAX} corresponde ao somatório das tensões dos capacitores $C1 - C6$ e está representada pela equação (3.90). A tensão média na carga é representada por (3.91).

$$V_{T_MAX} = V_{C1} + V_{C2} + \dots + V_{C6} \quad (3.90)$$

$$V_{T_avg} = V_{T_MAX} \cdot D_1 \quad (3.91)$$

A potência média do conversor pode ser encontrada através da equação representada por (3.92).

$$P_{T_avg} = I_{T_MAX} \cdot V_{T_MAX} \cdot D_1 \quad (3.92)$$

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi feita uma análise qualitativa e quantitativa do conversor *boost* em cascata operando em MCD. Foram apresentados os principais gráficos teóricos do seu funcionamento além das equações para determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor. A forma de onda na saída apresenta as características de uma onda quadrada que será aplicada a algumas topologias de sistema de aterramento usado como carga auxiliando o funcionamento de um *software* e de um sistema de aquisição de dados desenvolvidos para identificar parâmetros do referido sistema de aterramento.

4 PROJETO DO CONVERSOR BOOST EM CASCATA

4.1 Introdução

Nesse capítulo um exemplo de um projeto para um conversor *boost* em cascata operando em MCD é apresentado. Os esforços de cada componente são calculados e baseados nas equações desenvolvidas nos capítulos 2 e 3.

4.2 Especificações e Considerações do Projeto

As especificações para o projeto do conversor são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1– Especificações do conversor.

Especificação	Valor
Potência de saída	$P_o = 156 \text{ W}$
Tensão de entrada eficaz nominal	$V_{ief_nom} = 110 \text{ V}$
Tensão de entrada máxima	$V_{max} = 155 \text{ V}$
Frequência da rede	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Tensão de pico	$V_T = 825 \text{ V}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o projeto foram assumidos os seguintes parâmetros listados na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros assumidos para o projeto.

Parâmetro	Valor
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Ciclo de trabalho	$D = 0,08$
Largura de pulso	$t_c = 4 \mu\text{s}$
Queda de tensão nos capacitores	$\Delta V_{cap} = 0,05$
Resistência de carga/solo	$R_o = 400 \Omega$
Rendimento teórico estimado	$\eta = 78,65 \%$

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3 Dimensionamento dos componentes

4.3.1 Dimensionamento do diodo da ponte retificadora

A tensão reversa máxima a ser suportada pelos diodos D1 – D4 da ponte retificadora é:

$$V_{pr_max} = V_{ief_nom} \cdot \sqrt{2} = 110 \cdot \sqrt{2} = 155,67 \text{ V} \quad (4.1)$$

A corrente média na ponte retificadora corresponde a corrente dos indutores:

$$I_{pr_max} = I_{Ln_avg} = 0,71 \text{ A} \quad (4.2)$$

De acordo com os valores acima calculados, foi utilizado no projeto o diodo FFPF10F150S do fabricante *Fairchild*. Os principais parâmetros do diodo retificador são apresentados na tabela 4.3 (FAIRCHILD, 2000).

Tabela 4.3 – Especificações técnicas do diodo retificador FFPF10F150S.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão reversa máxima	$V_{(BR)CES}$	1500 V
Corrente direta	$I_{F(AV)}$	10 A
Corrente de pico não repetitiva	I_{FSM}	100 A
Tensão direta ($I_F = 10 \text{ A}$)	V_F	1,6 V

Fonte: (FAIRCHILD, 2000).

4.3.2 Dimensionamento dos capacitores

Considerando as equações (2.18), (2.25), (2.26) e (2.72), o tempo de descarregamento dos indutores é dado por:

$$t_0 = 13 \mu\text{s} \quad (4.3)$$

Dessa forma, considerando as equações (4.4), (3.42) a (3.50) a tensão nos capacitores C1 – C6 são apresentadas na tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Valor da tensão nos capacitores.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão no capacitor C1+C2	V_{C12}	202 V
Tensão no capacitor C3+C4	V_{C34}	263 V
Tensão no capacitor C5+C6	V_{C56}	358 V

Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando a equação (2.86) e os parâmetros de especificação do projeto é possível determinar a capacitância dos capacitores do conversor:

$$C_n = \frac{t_C \cdot V_{out}}{\Delta V_{Cap} \cdot R_o} = 165 \mu\text{F} \quad (4.4)$$

No projeto é desejável que o capacitor tenha a menor capacitância possível para que durante o impulso de tensão o tempo de descarregamento seja mínimo. Dessa forma, para atender aos requisitos de tensão de operação, frequência e capacitância foram usados seis capacitores de 330 μF do fabricante EPCOS que suportam 450 V cada, sendo que, cada *boost* possui 02 capacitores em série totalizando uma capacitância de 165 μF que pode suportar uma tensão de até 900 V. As especificações técnicas do referido capacitor são apresentadas na tabela 4.5 (EPCOS, 2013). Quando os seis capacitores estiverem em série a capacitância total será de $C_{total} = 55 \mu\text{F}$.

Tabela 4.5 – Especificações técnicas dos capacitores EPCOS 330 $\mu\text{F}/450\text{V}$.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão máxima	V_{CC}	450 V
Capacitância	C_n	330 μF
Resistência Série equivalente	R_{SE}	340 m Ω

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.3 Dimensionamento do indutor de armazenamento de energia

A indutância do indutor do conversor é calculada utilizando (3.89).

$$L_{1\dots n} < 360 \mu\text{H} \quad (4.5)$$

A indutância adotada será de 200 μH . Para a escolha do núcleo a ser utilizado, alguns parâmetros devem ser considerados e os mesmos são apresentados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Parâmetros utilizados no dimensionamento do indutor.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Máxima densidade de corrente	J_{max}	300 A/cm ²
Máxima densidade de fluxo magnético	B_{max}	0,15 T
Permeabilidade do ar	μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

Fator de ocupação da janela	K_w	0,7
-----------------------------	-------	-----

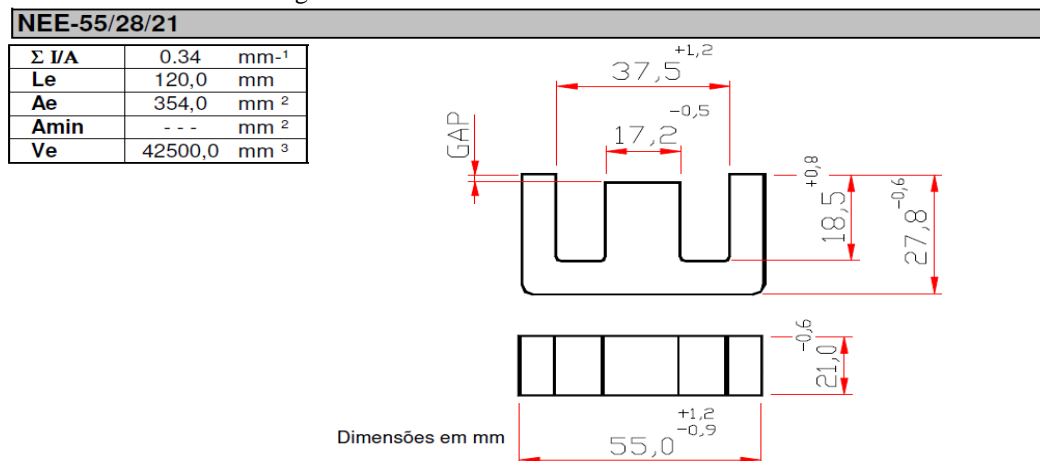
Fonte: Elaborada pelo autor.

De posse dos valores da tabela 4.6, a área do enrolamento é calculada através de (4.6).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_n \cdot I_{L_n, \max} \cdot I_{L_n, \text{avg}}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot K_w} = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 6,0,7}{0,15 \cdot 300 \cdot 0,7} = 3,81 \text{ cm}^4 \quad (4.6)$$

Analisando o catálogo de núcleos do fabricante THORTON foi escolhido o núcleo NEE 55/28/21, pois o mesmo atende às especificações do projeto. Algumas das suas características são apresentadas na figura 4.1 (THORTON, 2008).

Figura 4.1 – Núcleo NEE 55/28/21 THORTON.



Fonte: (THORTON, 2008).

As principais características para o referido núcleo adotado no projeto são dadas na tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Parâmetros do núcleo adotado.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Área da perna central	A_e	$3,54 \text{ cm}^2$
Área da janela	A_w	$2,5 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	A_p	$8,85 \text{ cm}^4$
Comprimento efetivo	l_e	12 cm
Volume do núcleo	V_n	$42,5 \text{ cm}^3$
Permeabilidade do material	μ_e	$1716 \cdot \mu_0$

Fonte: (THORTON, 2008).

O número de espiras é calculado utilizando a seguinte expressão:

$$n_e = \frac{L_n \cdot I_{L_n \max}}{B_{\max} \cdot A_e} = 23 \text{ espiras} \quad (4.7)$$

O entreferro pode ser calculado utilizando a seguinte expressão:

$$l_g = A_e \cdot \mu_0 \left(\frac{n_e^2}{L_n} - \frac{L_c}{\mu_e \cdot A_e} \right) = 0,553 \text{ mm} \quad (4.8)$$

Para a montagem do núcleo tipo NEE, deve-se dividir o entreferro em ambos os lados do núcleo utilizando, assim, $\frac{l_g}{2}$.

A secção total do condutor é encontrada pela expressão (4.9).

$$S_{\text{fio}_{-}L_n} = \frac{I_{L_n \text{ ef}}}{J_{\text{MAX}}} = 0,006 \text{ cm}^2 \quad (4.9)$$

Para o projeto do indutor é escolhido o fio esmaltado 20 AWG. As seções sem isolamento e com isolamento do fio indicado são (BARBI, 2007):

$$S_{20\text{AWGC}} = 0,006244 \text{ cm}^2 \quad (4.10)$$

$$S_{20\text{AWGS}} = 0,005176 \text{ cm}^2 \quad (4.11)$$

De acordo com a seção do condutor são associados fios em paralelo de acordo com a expressão (4.12).

$$n_{\text{fp}} = \frac{S_{\text{fio}_{-}L_n}}{S_{20\text{AWGS}}} = 2 \text{ fios} \quad (4.12)$$

Para o cálculo do fator de utilização da janela K_u é utilizada a expressão (4.13).

$$K_u = \frac{S_{\text{fio}_{-}L_n} \cdot n_{\text{fp}} \cdot n_e}{A_w} = 0,07 \quad (4.13)$$

Segundo (THORTON, 2008), como o valor calculado é menor que o valor de K_w , então, conclui-se que a montagem do indutor não apresentará problemas de espaço. O comprimento médio aproximado do fio utilizado é de 11,6 cm e, considerando o número de espiras do indutor que foi determinado por (4.7), pode-se estimar que o comprimento total do fio é igual a 2,67 m.

As perdas totais nos magnéticos são equivalentes à soma das perdas no cobre mais as perdas magnéticas. A resistividade do cobre a uma temperatura de $t_p = 75 \text{ }^\circ\text{C}$ pode ser determinada pela equação (4.14).

$$\rho_{\text{cobre}} = 1724 \cdot [1 + 0,0042 \cdot (t_p - 20)] \cdot 10^{-8} = 2,122 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm} \quad (4.14)$$

A resistência do cobre é dada pela equação (4.15).

$$R_{\text{cobre}} = \frac{\rho_{\text{cobre}} \cdot l_e \cdot n_e}{n_{\text{fp}} \cdot A_{\text{fp}}} = 56,57 \text{ m}\Omega \quad (4.15)$$

Para núcleos THORTON, tem-se:

$$P_{\text{nucleo}} = B_{\text{MAX}}^{2,4} \cdot (K_H \cdot 2 \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot V_n = 4,3 \cdot 10^{-7} \text{ W} \quad (4.16)$$

Considerando que:

$$K_H = 4 \cdot 10^{-5} \quad \text{Coeficiente de perdas por histerese;}$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas;}$$

Considerando a maior corrente eficaz ou *rms* dos indutores apresentadas nas equações (3.27) a (3.29), as perdas no cobre podem ser calculadas pela equação (4.17).

$$P_{\text{cobre}} = R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{Ln_rms}}^2 = 0,05657 \cdot (1,546)^2 = 0,135 \text{ W} \quad (4.17)$$

As perdas totais nos indutores *L1-L3* será, portanto, iguais a aproximadamente (4.18). O valor das perdas totais é demasiadamente baixo por conta do baixo valor da corrente média nos magnéticos devido ao ciclo descontínuo de operação e devido ao baixíssimo tempo de funcionamento e, também, ao baixo valor das perdas no núcleo.

$$P_{\text{totais_Ln}} = P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}} = 0,135 \text{ W} \quad (4.18)$$

4.3.4 Dimensionamento das chaves semicondutoras

Para critério de dimensionamento, considera-se o caso em que a chave é submetida ao maior esforço de corrente, logo, a corrente média da chave semicondutora corresponde a mesma dos magnéticos apresentada em (4.19).

$$I_{\text{Sn_avg}} = 0,71 \text{ A} \quad (4.19)$$

De modo análogo, a corrente máxima corresponde a corrente dos indutores:

$$I_{Sn_max} = I_{Ln_max} = 6 \text{ A} \quad (4.20)$$

O máximo valor de tensão reversa nas chaves semicondutoras será na chave S7:

$$V_{Sn_max} = V_{C56} = 350 \text{ V} \quad (4.21)$$

De acordo com os valores acima calculados, foi utilizado no projeto o MOSFET STP4N150 do fabricante *ST Microelectronics*. Os demais parâmetros da chave semicondutora são apresentados na tabela 4.8 (ST MICROELECTRONICS, 2009).

Tabela 4.8 – Especificações técnicas do MOSFET STP4N150.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão <i>Dreno–Source</i>	V_{DS}	1500 V
Corrente direta	I_D	4 A
Corrente de dreno (pulsada)	I_{DM}	12 A
Tensão <i>gate–source</i>	V_{GS}	30 V
Tempo de subida	t_R	35 ns
Tempo de descida	t_F	45 ns
Faixa de temperatura de operação	T_J	- 55 a 150 °C
Resistência térmica junção - carcaça	R_{JC}	0,78 °C/W
Resistência térmica carcaça - dissipador	R_{CD}	62,5 °C/W
Resistência <i>Dreno–Source</i>	R_{DS}	5 Ω

Fonte: (ST MICROELECTRONICS, 2009).

De posse das características gerais do MOSFET e do funcionamento distinto de cada uma das chaves, o cálculo das perdas por comutação pode ser calculado pela equação (4.22) (BALESTERO, 2006).

$$P_{S_{com}} = \frac{V_{Sn} \cdot I_{Sn_rms}}{2} \cdot (t_R - t_F) \cdot f_s = 0,311 \text{ W} \quad (4.22)$$

O cálculo da estimativa das perdas por condução pode ser calculado pela equação (4.23) (BALESTERO, 2006).

$$P_{S_{cond}} = R_{DS} \cdot I_{Sn_rms}^2 = 38,677 \text{ W} \quad (4.23)$$

As perdas totais nas chaves semicondutoras são calculadas através da soma das perdas por chaveamento com nas perdas por condução. Considerando as equações (2.54) a (2.51), (2.59) a (2.65) e (2.72) as perdas por condução nas chaves S1 – S7 será:

$$P_{Sn_Total} = P_{S_{com}} + P_{S_{cond}} = 38,98 \text{ W} \quad (4.24)$$

4.3.5 Dimensionamento dos diodos

A corrente máxima que os diodos estão submetidos é a mesma corrente máxima dos magnéticos.

$$I_{Dn_max} = I_{Ln_max} = 6 \text{ A} \quad (4.25)$$

A tensão reversa máxima aplicada sobre o diodo é dada no momento em que o mesmo não está em condução.

$$V_{D_rev} = V_{C56} = 350 \text{ V} \quad (4.26)$$

De acordo com os valores acima calculados, foi utilizado no projeto o diodo ultra rápido UF5408 do fabricante *Vishay*. Os demais parâmetros do diodo ultra rápido são apresentados na tabela 4.9 (VISHAY, 2014).

Tabela 4-9 – Especificações técnicas do diodo.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão reversa máxima	V_{RRM}	1000 V
Corrente direta	$I_{F(AV)}$	3 A
Corrente de pico não repetitiva	I_{FSM}	200 A
Tensão direta	V_F	1,7 V
Tempo de recuperação reversa	t_{RR}	75 ns
Tempo de descida	t_F	45 ns
Faixa de temperatura de operação	T_J	- 55 a 150 °C

Fonte: (VISHAY, 2014).

De posse das características gerais dos diodos, o cálculo das perdas por condução em cada diodo pode ser calculada pela equação (4.27) (BALESTERO, 2006).

$$P_{D_{com}} = V_F \cdot I_{Dn_avg} = 0,85 \text{ W} \quad (4.27)$$

4.3.6 Cálculo da potência do conversor e rendimento teórico

A potência média do conversor pode ser encontrada através da equação representada por (3.92) utilizando o conversor com tensão quadrada na carga ou através da equação representada por (2.90) considerando o acúmulo de energia nos capacitores em série utilizando o conversor com tensão dupla exponencial na carga. Como explicado anteriormente no tópico 1.1.2, o tempo necessário para descarregamento total do capacitor é cinco vezes o valor da sua constante de tempo. Considerando a capacitância total com os seis capacitores em série e a resistência de carga/solo, o tempo necessário para descarregamento total dos capacitores $C1- C6$ é representado por (4.28).

$$5.\tau = R_o. C_{total} = 110 \text{ ms} \quad (4.28)$$

A energia acumulada pelos capacitores $C1- C6$ pode ser calculada de acordo com a equação (2.89) cujo resultado é apresentado por (4.29).

$$E_{total} = \sum_{n=1}^6 \left[\frac{C_n \cdot \left(\frac{V_{Cn}}{2} \right)^2}{2} \right] = 19,065 \text{ J} \quad (4.29)$$

A potência do conversor pode ser calculada pela equação (4.30).

$$P_{total} = \frac{E_{total}}{5\tau} = 173,32 \text{ W} \quad (4.30)$$

Considerando todas as perdas teóricas calculadas nos itens anteriores, é possível calcular determinar as perdas totais do conversor:

$$P_{perdas} = 3.P_{totais_Ln} + P_{Sn_Total} + 9.P_{D_{com}} = 47,035 \text{ W} \quad (4.31)$$

O rendimento teórico pode ser calculado através da equação (4.32).

$$\eta = \frac{P_{total}}{P_{total} + P_{perdas}} = 78,65 \% \quad (4.32)$$

Portanto, considerando o rendimento estimado em (4.32) a potência do conversor pode ser recalculada em (4.33).

$$P_{\text{total}} = 0,7865 \cdot 173,32 \text{ W} = 156 \text{ W} \quad (4.33)$$

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizado o procedimento de projeto do conversor *boost* em cascata operando em MCD. O conversor proposto é composto por 3 conversores *boost* clássicos com os mesmos parâmetros, assim foi desenvolvido o projeto para apenas um conversor.

A metodologia de projeto dos estágios de potência baseou-se nas análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto nos capítulos 3 e 4. A partir dos esforços de tensão e corrente nos componentes do circuito de potência, realizou-se a escolha dos mesmos juntamente aos fabricantes.

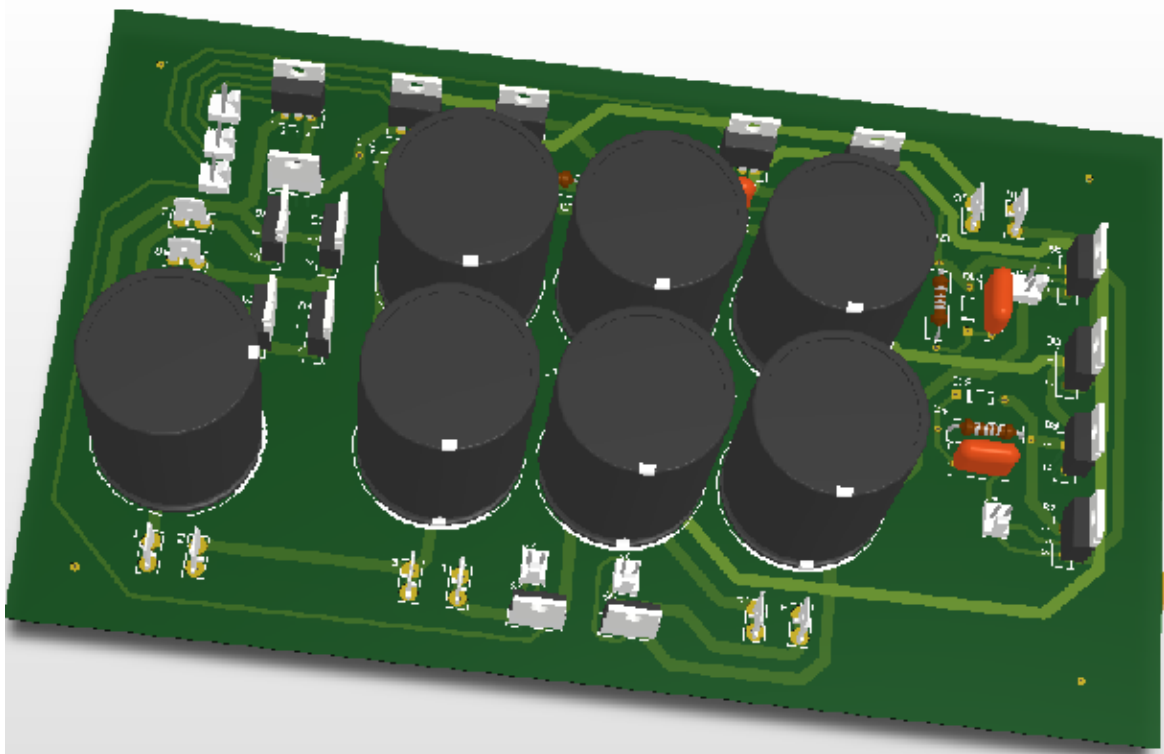
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

O presente capítulo tem como objetivo principal, observar se os resultados teóricos se assemelham aos resultados obtidos através de simulação para, em seguida, analisar os resultados experimentais com o protótipo desenvolvido em laboratório. Para isso, foram montadas algumas topologias de sistemas de aterramento em um terreno de aproximadamente 600 m^2 no campus da Universidade Federal do Ceará (UFC).

Após analisado todo o equacionamento necessário para dimensionamento e escolha dos componentes para o projeto foi desenvolvido a placa de circuito impresso usando o *software Altium Designer versão 10 (student version)*. A figura 5.1 apresenta a versão 3D da placa do conversor *boost* em cascata.

Figura 5.1 – Visão 3D do protótipo desenvolvido.

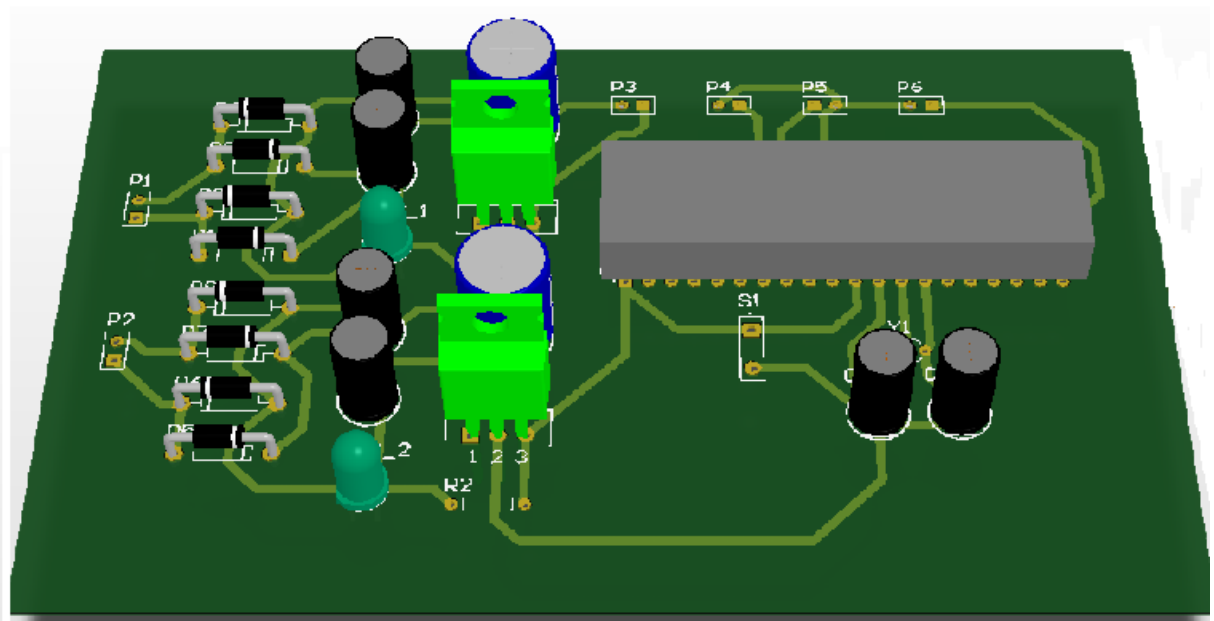


Fonte: Elaborada pelo autor.

Um dos problemas enfrentados no desenvolvimento do projeto é que cada chave semicondutora deve ser isolada. Dessa forma, cada chave é acionada de modo independente através de uma fonte de alimentação auxiliar que usa um conversor isolado *flyback* em conjunto com reguladores de tensão LM7815 do fabricante *ST Microelectronics* e

optoacopladores HCPL 3120 do fabricante *Avago Technologies*. Para que as chaves possam operar de forma correta nos dois modos de operação foi utilizado um Controlador de Interface Programável (*PIC*) modelo *16F877A* do fabricante *Microchip* conforme a figura 5.2 que apresenta a placa de circuito impresso usada para o microcontrolador usando o mesmo *software* que o da figura 5.1.

Figura 5.2 – Visão 3D da placa para o microcontrolador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

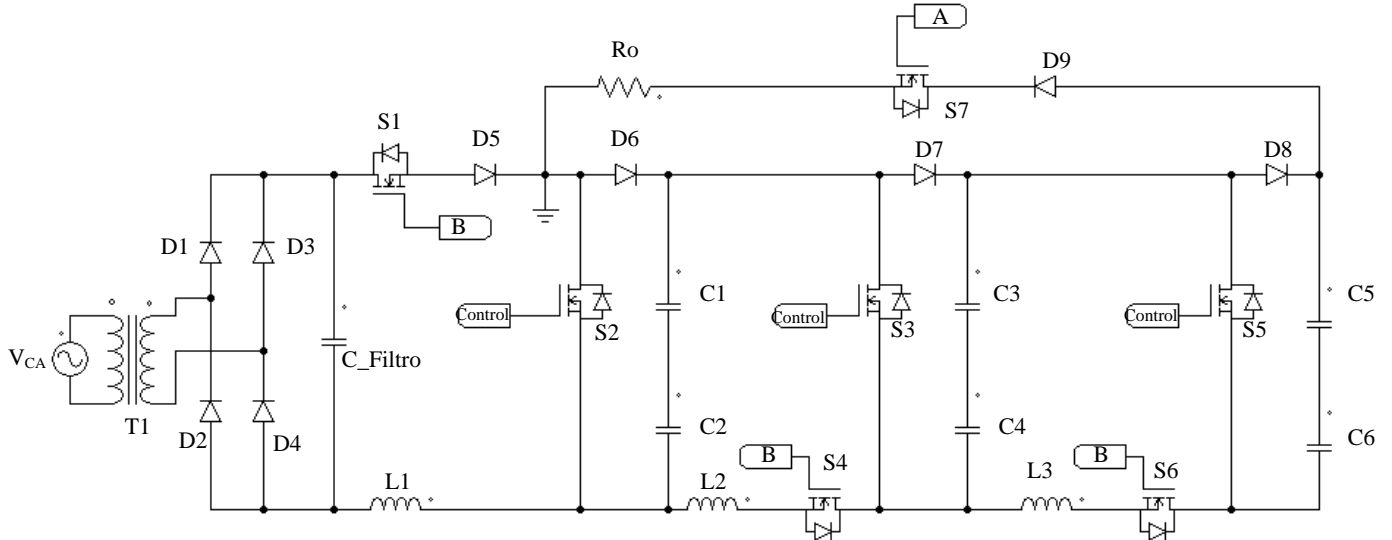
Foi utilizado o *software PSIM versão 9.0* para obtenção dos resultados de simulação para que os mesmos sejam comparados aos resultados experimentais. Esse *software* é um dos mais utilizados atualmente para simulações em eletrônica de potência.

5.2 Resultados de simulação para o conversor *boost* com saída dupla exponencial

A simulação para o gerador de impulsos com saída de tensão dupla exponencial foi desenvolvido usando uma carga de 400Ω . Este valor da carga foi atribuído para estudo de simulação após diversos testes de campo para verificar a resistência de algumas topologias de aterramento em solos distintos. Foi verificado que nessas condições de testes as hastes ainda não tiveram tempo de ter uma maior fixação ao solo, dessa forma, apresentam um valor alto de resistência.

A figura 5.3 apresenta o circuito usado para simulação usando o *software PSIM* versão 9.0.

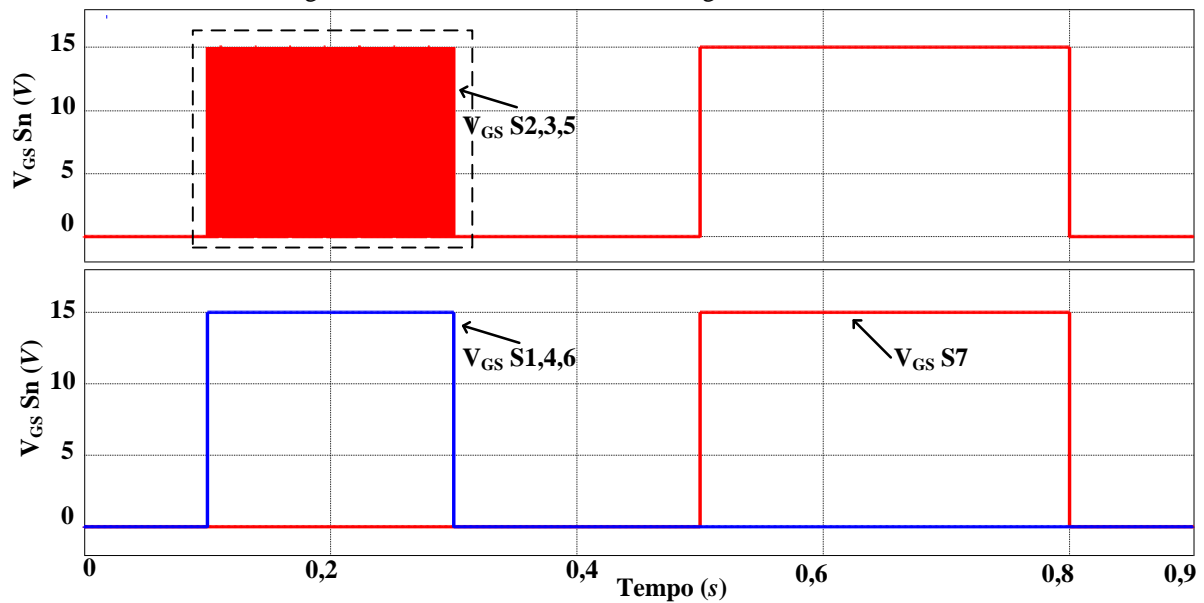
Figura 5.3 – Circuito de simulação no *PSIM*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

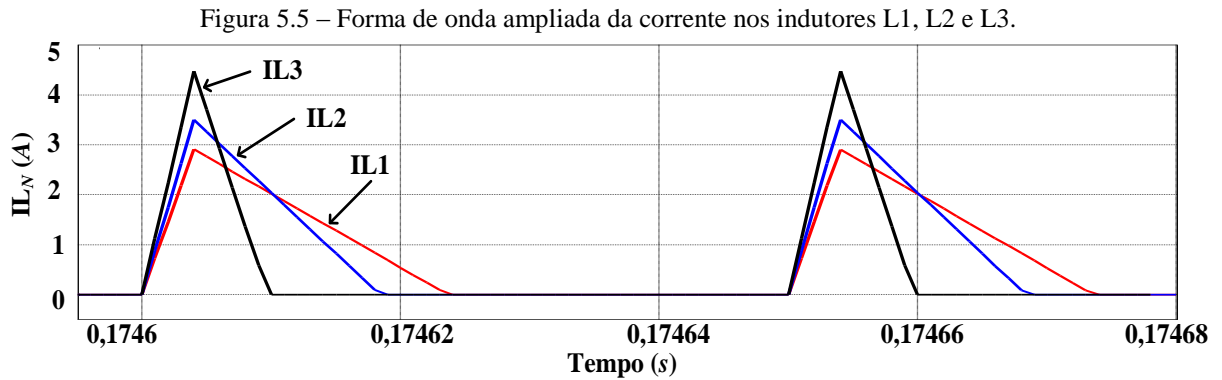
A figura 5.4 apresenta a tensão entre o *gate* e *source* das chaves semicondutoras S1 – S7 que são responsáveis pela elevação de tensão e pela aplicação do impulso da tensão dupla exponencial no sistema de aterramento. A área destacada na figura 5.3 representa o período em que as chaves S2, S3 e S5 estão operando com uma frequência de 20 kHz.

Figura 5.4 – Formas de onda da tensão *gate–source* das chaves semicondutoras.



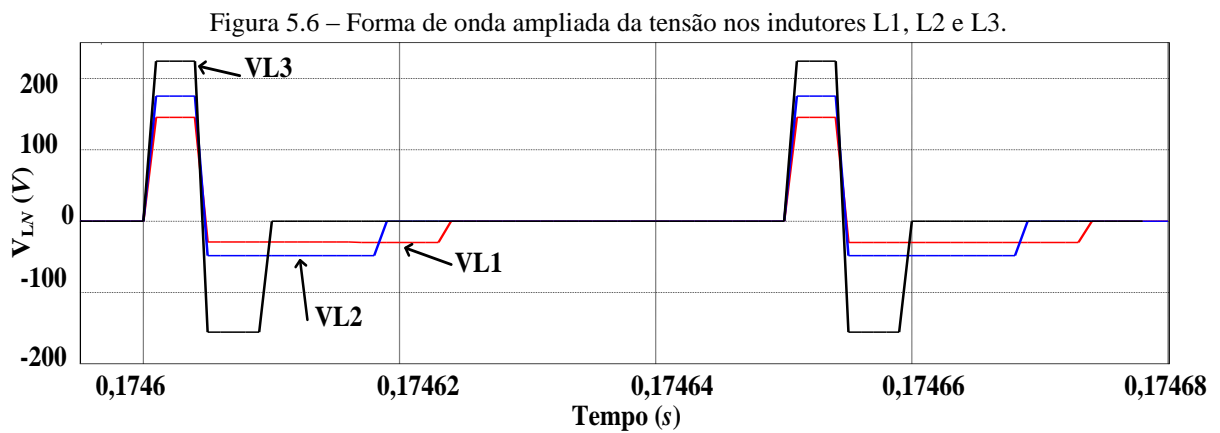
Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.5 apresenta o gráfico da corrente nos indutores L1, L2 e L3 de forma ampliada. As equações que apresentam o comportamento das correntes foram apresentadas no capítulo 02 nas equações (2.7), (2.9) e (2.10).



Fonte: Elaborada pelo autor.

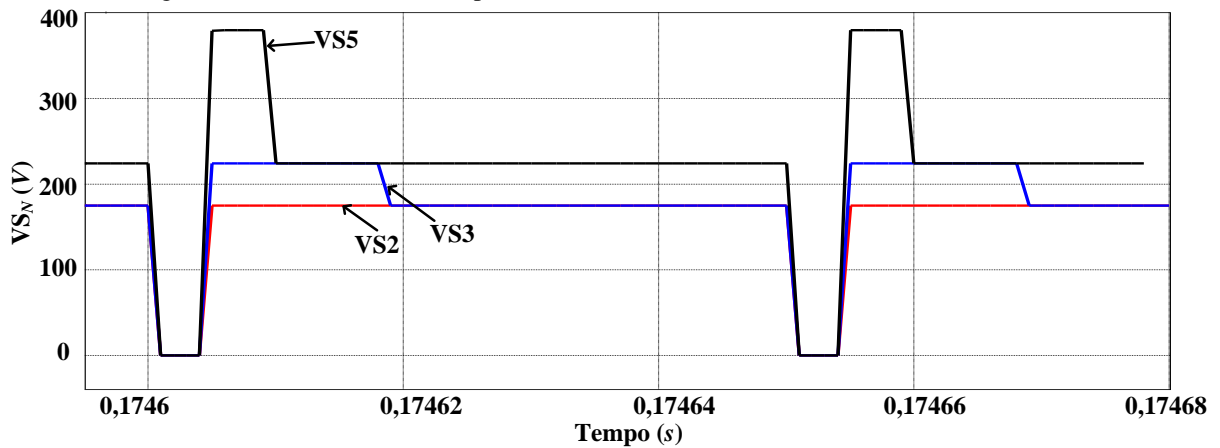
A figura 5.6 apresenta o gráfico da tensão nos indutores L1, L2 e L3 de forma ampliada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.7 apresenta o gráfico da tensão entre *dreno* e *source* nas chaves semicondutoras S2, S3 e S5 de forma ampliada.

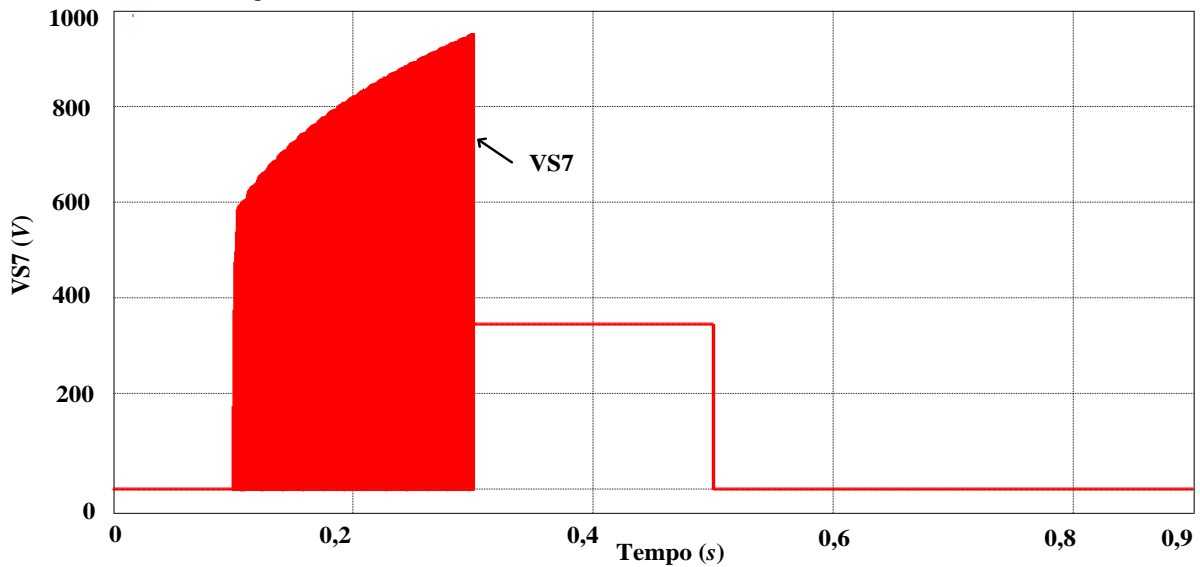
Figura 5.7 – Forma de onda ampliada da tensão nas chaves semicondutoras S2, S3 e S5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.8 apresenta o gráfico da tensão entre *dreno* e *source* na chave semicondutora S7. A tensão que esta chave está submetida é igual à soma das tensões nos capacitores no momento em que as chaves S2, S3 e S5 estão em modo de condução.

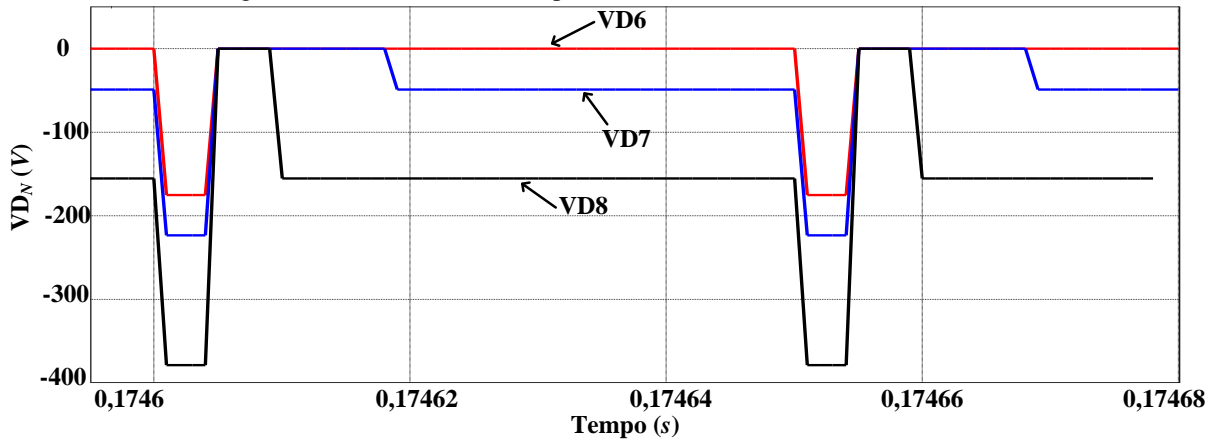
Figura 5.8 – Forma de onda da tensão V_{DS} na chave semicondutora S7.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.9 apresenta o gráfico da tensão nos diodos ultra rápidos D6, D7 e D8 de forma ampliada.

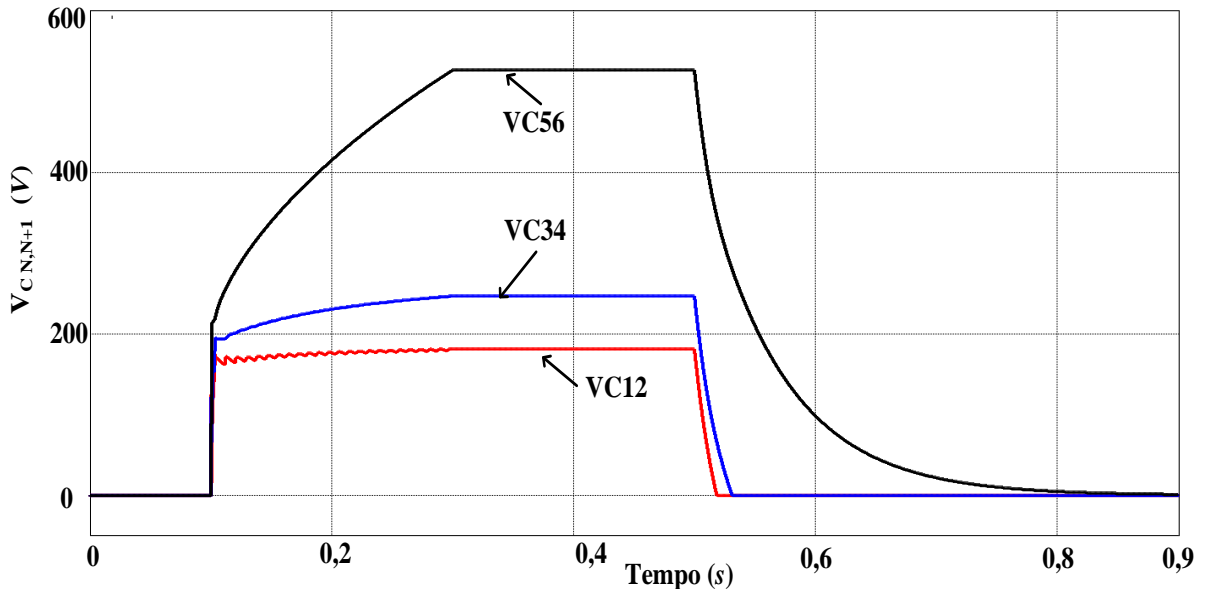
Figura 5.9 – Forma de onda ampliada da tensão nos diodos D6, D7 e D8.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.10 apresenta o gráfico da tensão nos capacitores C1 – C6 de forma ampliada. Quanto maior for o valor da carga maior será o tempo de descarregamento total dos capacitores. A tensão V_{C56} apresenta um crescimento superior a V_{C12} e V_{C34} , pois aquela não está trocando energia nem com a carga e nem com um elemento magnético.

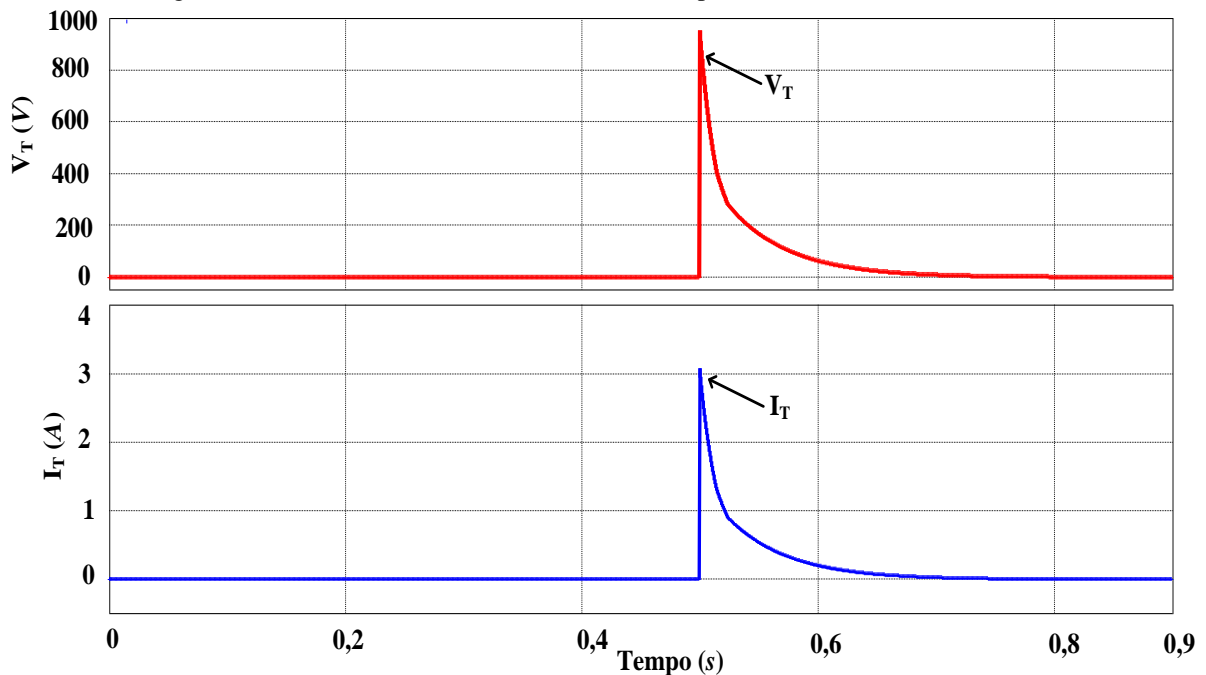
Figura 5.10 – Forma de onda da tensão nos capacitores C1 – C6.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.11 apresenta o gráfico da tensão e da corrente aplicada em um sistema de aterramento através do descarregamento dos capacitores C1 – C6.

Figura 5.11 – Forma de onda da tensão e corrente aplicada ao sistema de aterramento.



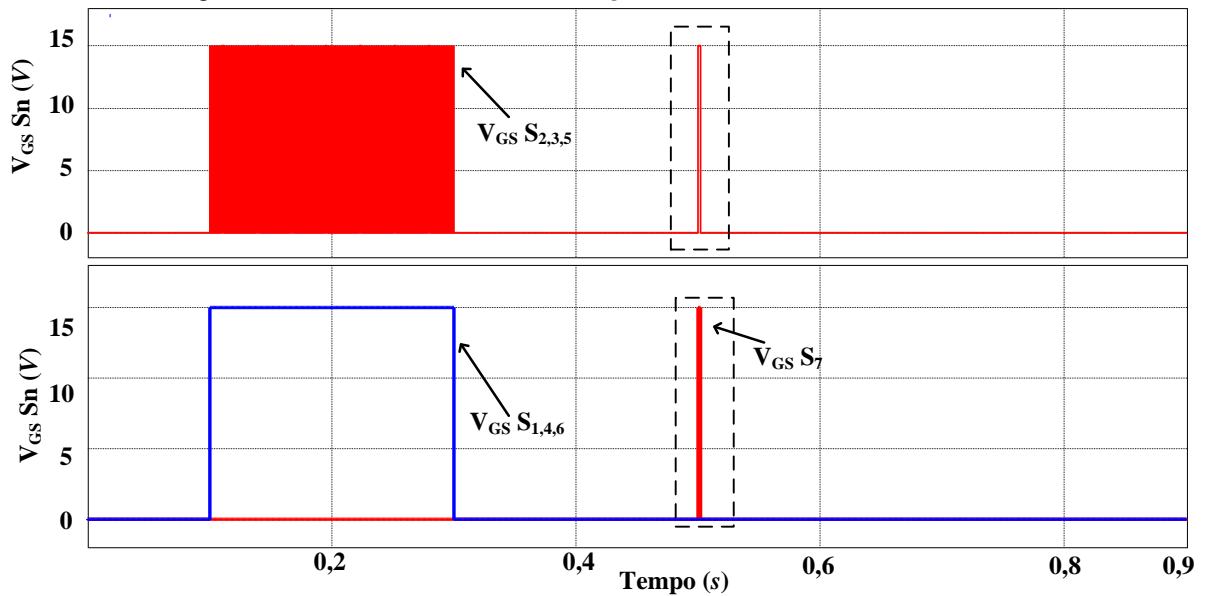
Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3 Resultados de simulação para o conversor *boost* com saída quadrada

A simulação para o gerador de impulsos com saída de tensão quadrada foi desenvolvida usando as mesmas condições que o modo anterior e o mesmo circuito da figura 5.3. O impulso de onda quadrada foi necessário, pois na fase de desenvolvimento e de testes de treinamento do funcionamento do *software* os dois tipos de impulsos foram analisados para verificar qual a melhor maneira de identificação da topologia. As únicas diferenças no comportamento do gerador de impulsos em relação ao modo dupla exponencial é no funcionamento da chave semicondutora *S7* que define a forma de onda que será aplicada na carga e a tensão do banco de capacitores que não é completamente descarregada no sistema de aterramento, assim, uma grande resistência foi colocada em paralelo aos mesmos para que se descarreguem após alguns minutos em segurança. Dessa forma, as figuras 5.3 a 5.9 são as mesmas para o modo de onda quadrada.

A figura 5.12 apresenta a tensão entre o *gate* e *source* das chaves semicondutoras *S1 – S7* que são responsáveis pela elevação de tensão e pela aplicação do impulso da tensão dupla exponencial no sistema de aterramento.

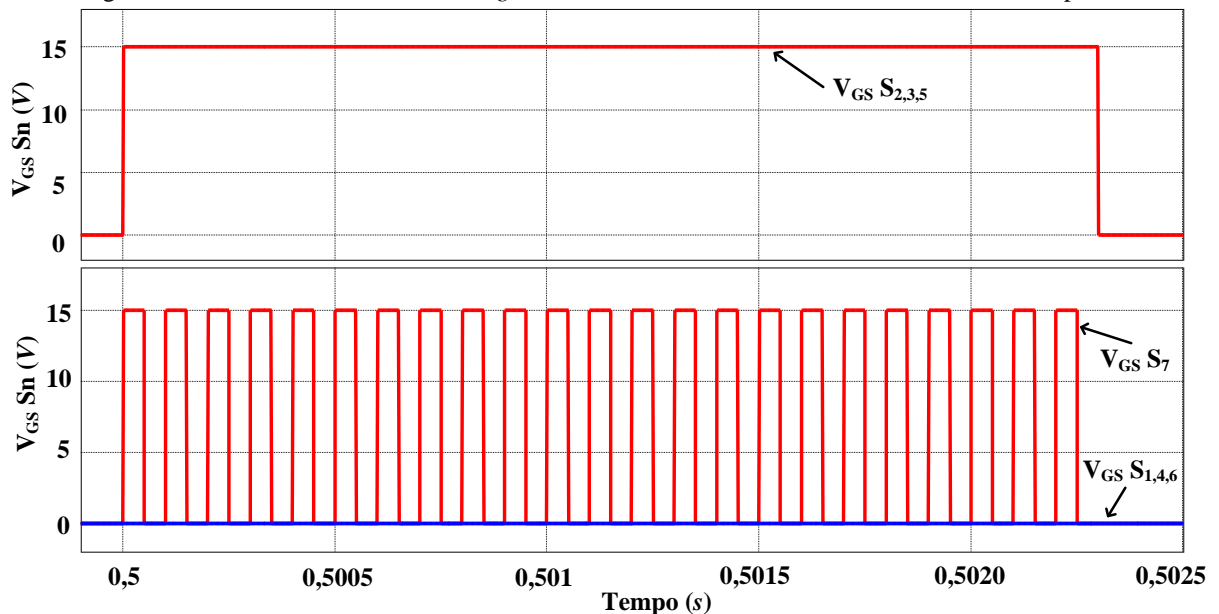
Figura 5.12 – Formas de onda da tensão *gate–source* das chaves semicondutoras.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A área destacada é representada na figura 5.13 de forma ampliada onde apresenta o comportamento do chaveamento da chave semicondutora S_7 com uma frequência de 10 kHz e das chaves S_1 , S_4 e S_6 que estão bloqueadas.

Figura 5.13– Forma de onda da tensão *gate–source* das chaves semicondutoras de forma ampliada.

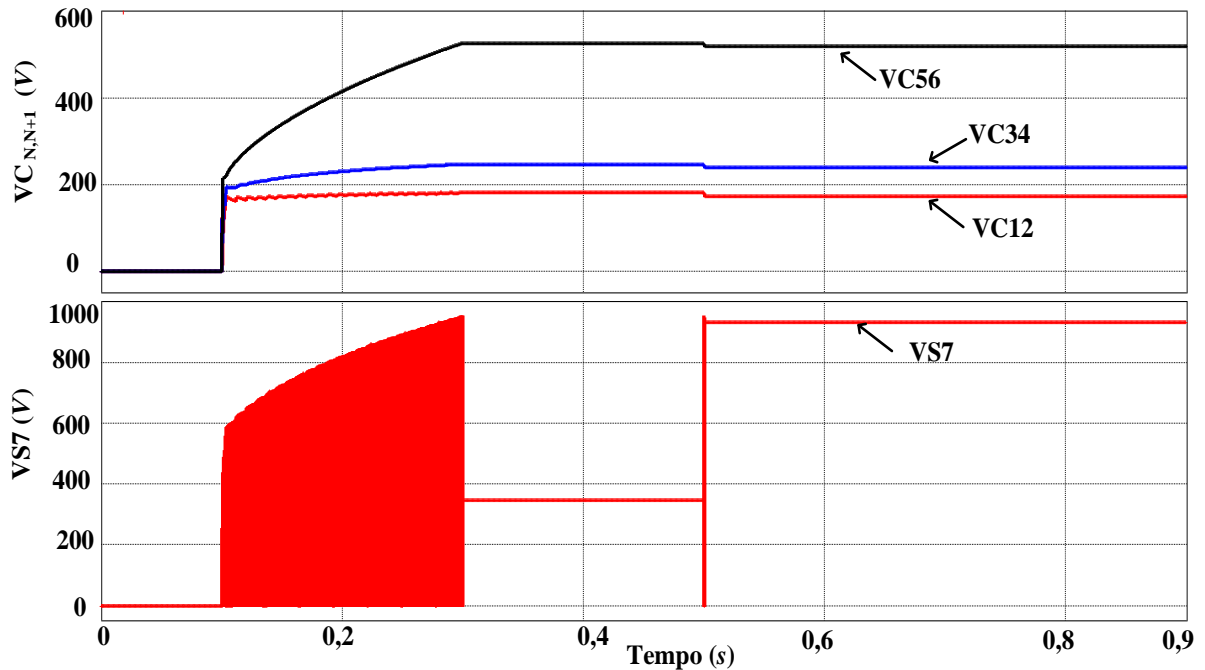


Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.14 apresenta o gráfico da tensão sobre a chave semicondutora S_7 e sobre os capacitores $C_1 - C_6$. Assim como na figura 5.10, a tensão $V_{C_{S6}}$ apresenta um

crescimento superior a V_{C12} e V_{C34} , pois aquela não está trocando energia nem com a carga e nem com um elemento magnético.

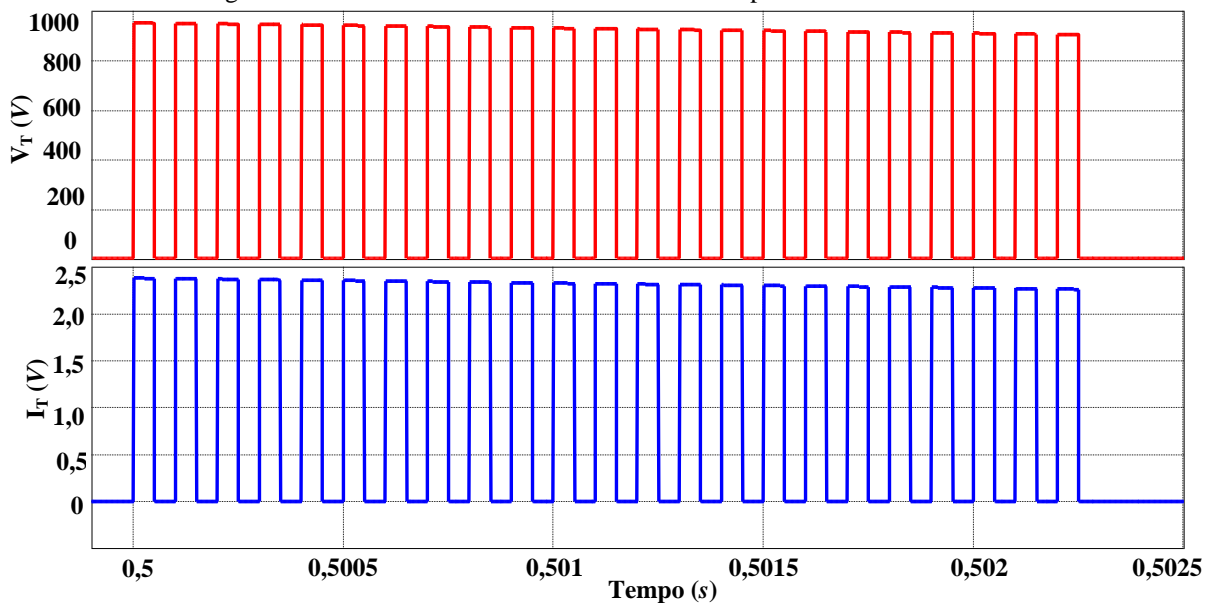
Figura 5.14 – Forma de onda da tensão na chave S7 e nos capacitores C1 – C6.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.15 apresenta a forma de onda de tensão e corrente quadradas aplicadas ao sistema de aterramento de forma ampliada. Nesta etapa, a chave semicondutora S7 opera com uma frequência de 10 kHz.

Figura 5.15 – Forma de onda da tensão e corrente aplicadas no aterramento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.4 Resultados experimentais em laboratório

O principal objetivo do gerador de impulsos no sistema de aterramento é injetar um sinal de tensão que simule uma descarga atmosférica para que, em seguida, um sistema de aquisição de dados seja capaz de adquirir as respostas de tensão e corrente. Essas respostas serão analisadas pelo *software* com algoritmos inteligentes que utiliza a *Fast Fourier Transform* (FFT) no domínio da frequência para identificação dos padrões do sistema de aterramento.

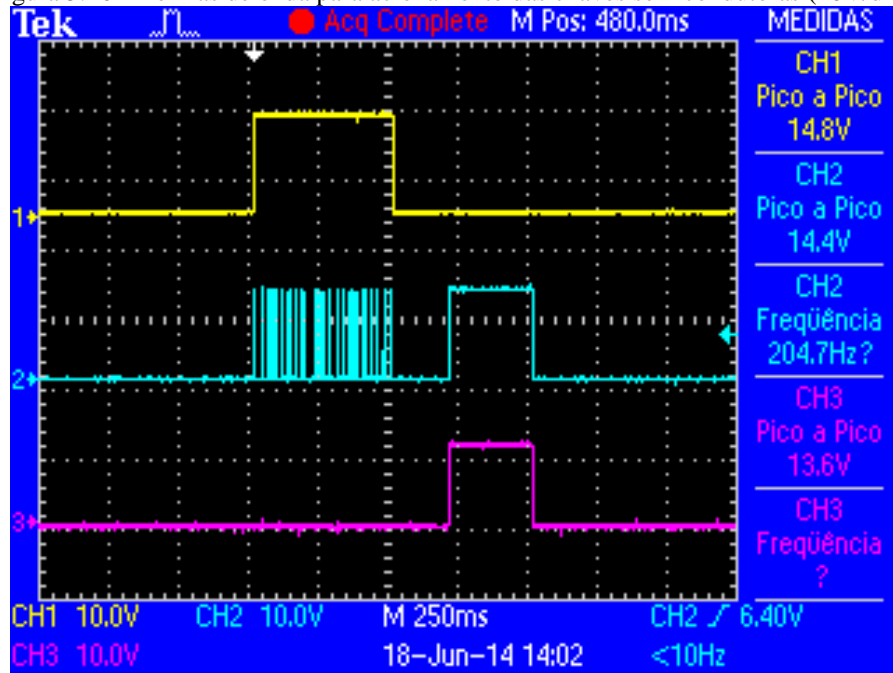
Para simular as condições aproximadas de um ensaio de campo com um sistema de aterramento foram realizados testes de laboratório utilizando uma carga resistiva de 333Ω ligada ao gerador de impulsos através de um cabo com bitola de 4 mm^2 e comprimento de 40 m que apresentou uma indutância de aproximadamente 1 mH que teve influência nas formas de onda do conversor.

5.4.1 Resultados experimentais para onda dupla exponencial em laboratório

O gerador de impulsos deste trabalho é um gerador de tensão e não foi pretendida a fiel caracterização de um modelo para descargas atmosféricas, pois t_f e t_p não estão de acordo com a IEC 60060-1. A tensão aplicada ao sistema de aterramento é uma onda dupla exponencial e as suas características de tempo dependem diretamente das características do solo e do sistema de aterramento.

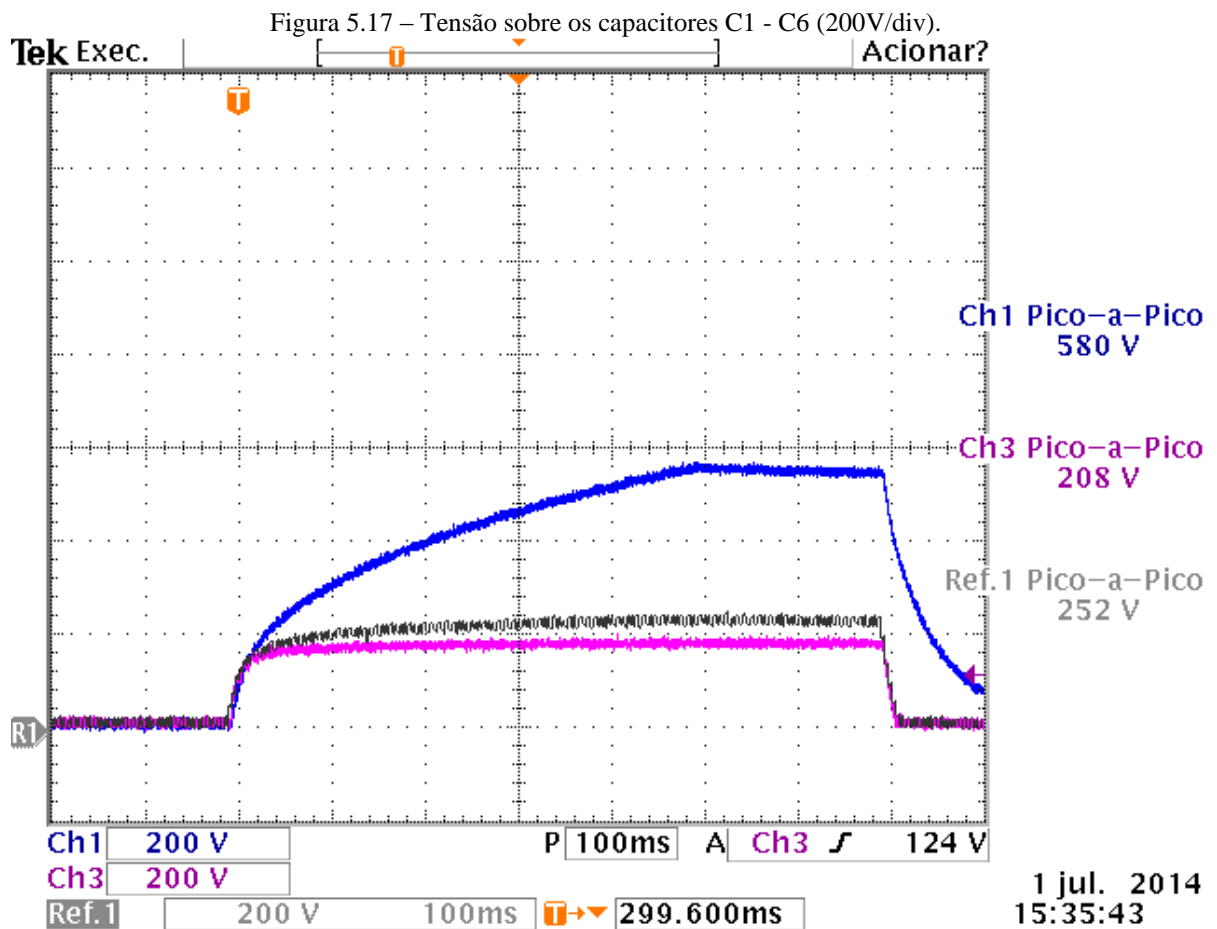
A figura 5.16 apresenta as formas de onda para acionamento das chaves S1– S7 que são comandadas pelo microcontrolador. O canal 1 (CH 1) apresenta a forma de onda que é responsável pelo acionamento de S1, S4 e S6. O canal 2 (CH 2) apresenta a forma de onda que é responsável pelo acionamento de S2, S3 e S5 que são as principais chaves do protótipo. Por fim, o canal 3 (CH 3) apresenta a forma de onda que é responsável pelo acionamento de S7. A tensão ideal para acionamento do MOSFET é de 15 V .

Figura 5.16 – Formas de onda para acionamento das chaves semicondutoras (10V/div).



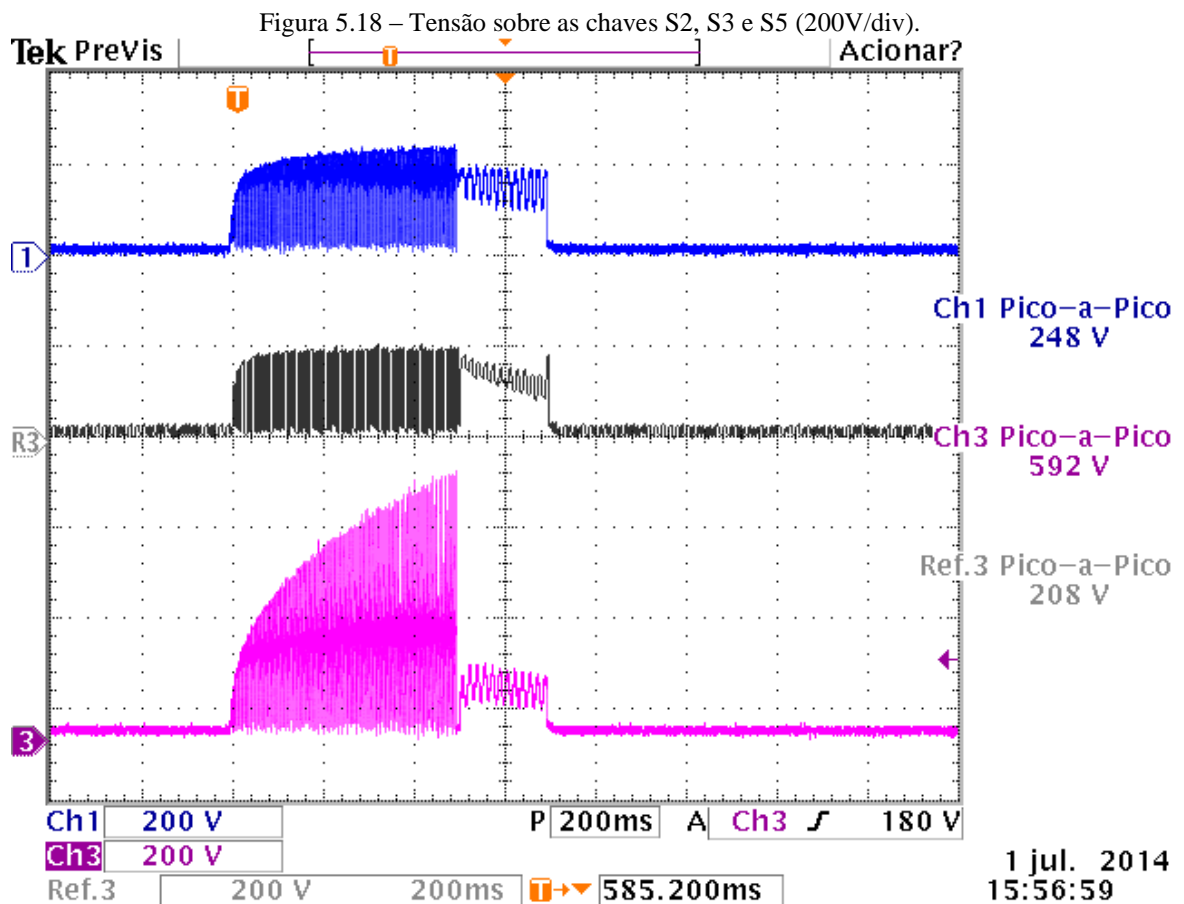
Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.17 apresenta as formas de onda que mostram o comportamento da tensão sobre os capacitores C1–C6. Os capacitores se carregam de acordo com o chaveamento das chaves S1–S7 que são comandadas pelo microcontrolador. O canal 3 apresenta a forma de onda da tensão sobre os capacitores C1 e C2, que estão em série, apresentando um pico de 208 V, logo, a tensão $V_{C1} = V_{C2} = 104$ V. O apresenta a forma de onda da tensão sobre os capacitores C3 e C4, que estão em série, apresentando um pico de 252 V, logo, a tensão $V_{C3} = V_{C4} = 126$ V. O canal 1 apresenta a forma de onda da tensão sobre os capacitores C5 e C6, que estão em série, apresentando um pico de 580 V, logo, a tensão $V_{C5} = V_{C6} = 290$ V. Apesar de apenas um capacitor ser capaz de suportar a tensão, foram inseridos 2 capacitores em série a fim de diminuir ao máximo a capacitância equivalente da soma dos 6 capacitores para que, durante o impulso de tensão, o tempo de descarregamento fosse menor. Assim como na simulação apresentada na figura 5.10, na figura 5.17 a tensão V_{C56} apresenta um crescimento superior a V_{C12} e V_{C34} , pois aquela não está trocando energia nem com a carga e nem com um elemento magnético.



Fonte: Elaborada pelo autor.

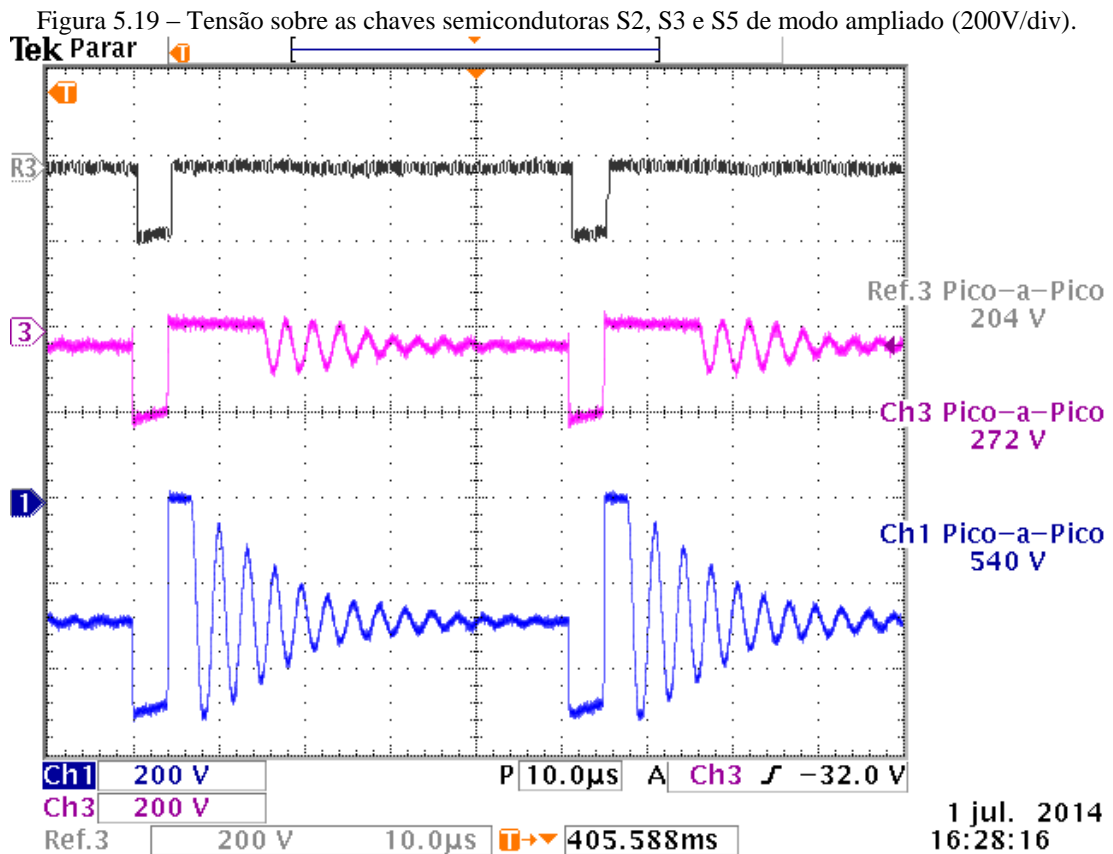
A figura 5.18 apresenta as formas de onda das chaves S2, S3 e S5 que operam com uma frequência de 20 kHz e possibilitam a troca de energia entre os indutores e os capacitores. O canal Ref. 3 apresenta a forma de onda da tensão da chave S2 com um pico de 208 V. Este valor é igual à tensão V_{C12} . O canal 01 apresenta a forma de onda da tensão da chave S3 com um pico de 248 V. Este valor é igual à tensão V_{C34} . Por fim, o canal 03 apresenta a forma de onda da tensão da chave S5 que apresenta o maior um valor de pico de tensão igual a 592 V. Este valor é igual à tensão V_{C56} .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.19 mostra a figura 5.18 de forma ampliada onde o canal Ref. 3 apresenta a forma de onda da tensão sobre a chave semicondutora S2 que apresenta um pico de tensão de 204 V. Essa tensão é igual ao valor da tensão V_{C12} . O canal 3 apresenta a forma de onda da tensão sobre a chave S3 que apresenta um pico de tensão de 272 V. Essa tensão é igual ao valor da tensão V_{C34} . Por fim, o canal 1 apresenta a forma de onda da tensão sobre a chave S5 que apresenta um pico de tensão de 540 V. Essa tensão é igual ao valor da tensão V_{C56} .

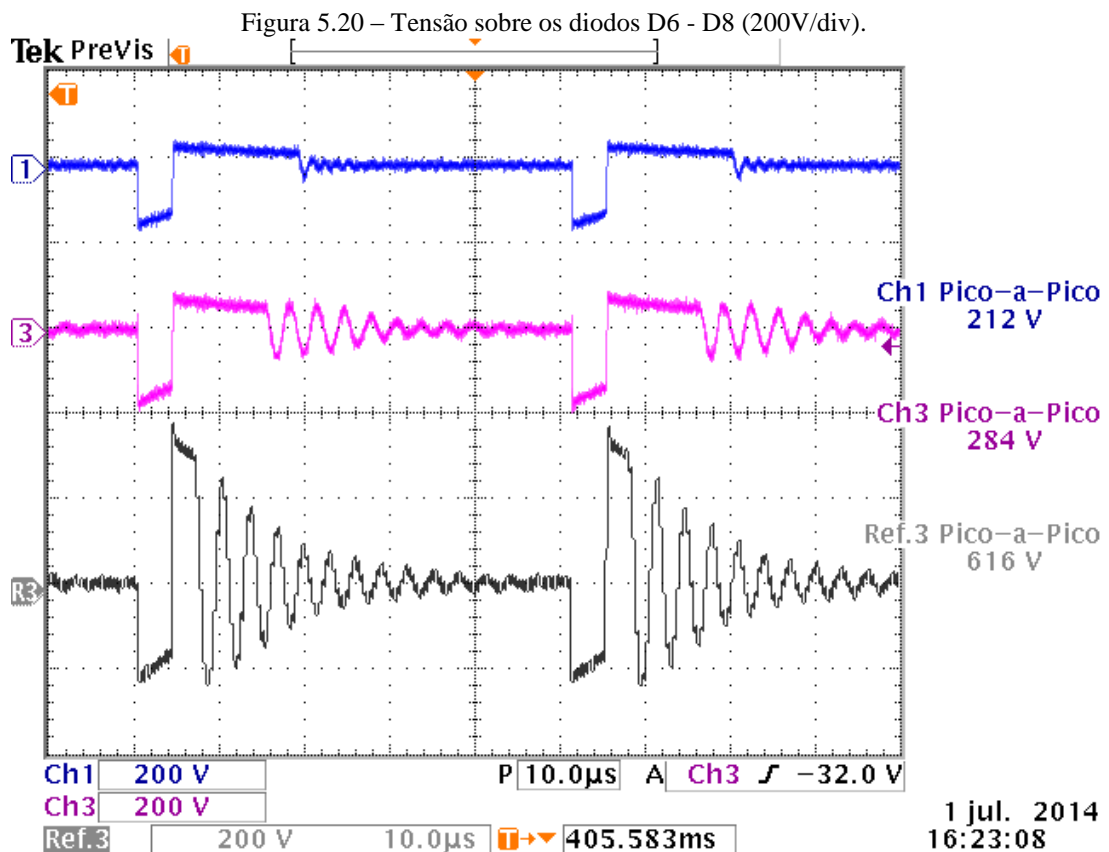
A presença de um comportamento oscilatório nas formas de onda da tensão das chaves S3 e S5 representados pelos canais 3 e 1, respectivamente, ocorrem devido ao efeito indutivo dos cabos que ligam o gerador de impulsos ao sistema de aterramento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.20 apresenta a tensão sobre os diodos D6 – D8 de modo ampliado. O canal 1 apresenta a forma de onda da tensão sobre o diodo semicondutor ultra rápido D6 que apresenta um pico de tensão reversa de -212 V . Essa tensão é aproximadamente igual ao valor da tensão V_{C12} . O canal 3 apresenta a forma de onda da tensão sobre o diodo D7 que apresenta um pico de tensão de -284 V . Essa tensão é aproximadamente igual ao valor da tensão V_{C34} . Por fim, o canal Ref.3 apresenta a forma de onda da tensão sobre o diodo D8 que apresenta um pico de tensão de -616 V . Essa tensão é aproximadamente igual ao valor da tensão V_{C56} .

A presença do comportamento oscilatório nas formas de onda da tensão dos diodos D7 e D8 representados pelos canais 3 e Ref.3, respectivamente, ocorrem porque há a presença de uma indutância presente nos cabos que ligam o gerador de impulsos e o sistema de aterramento.

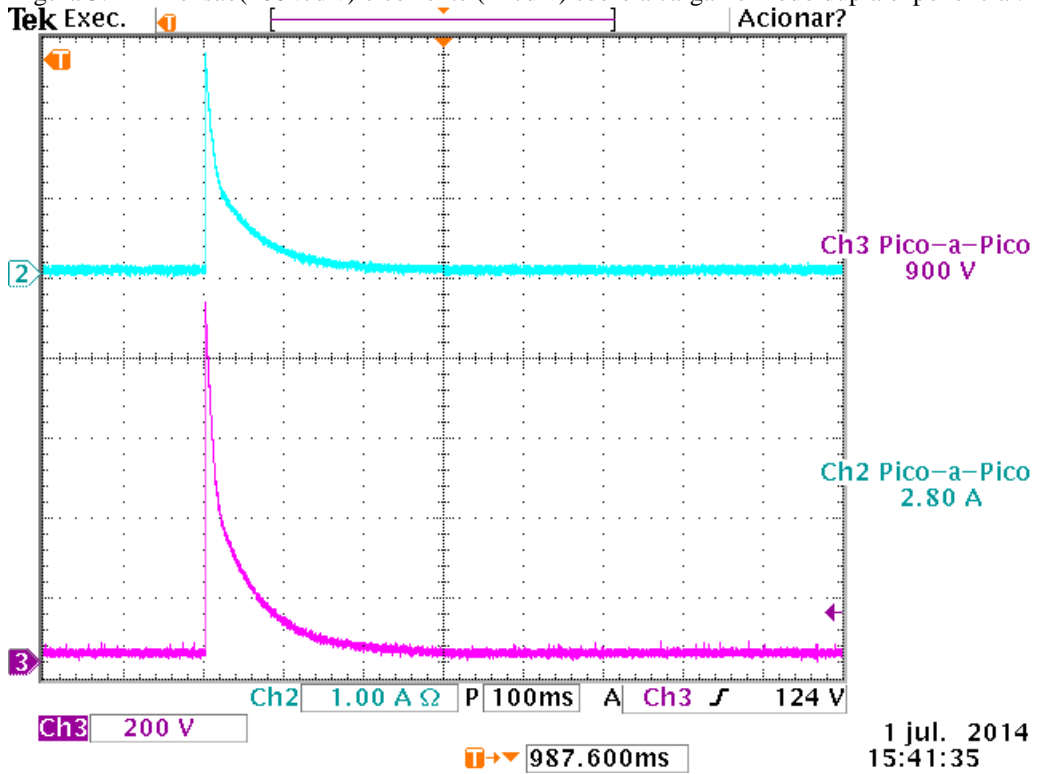


Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.21 apresenta as formas de onda do impulso de corrente e da tensão na forma da onda dupla exponencial em uma carga de 333Ω . O pico de tensão é de 900 V mostrado no canal 3 enquanto o pico de corrente é de $2,8 \text{ A}$ e está apresentado no canal 2. Esses resultados são semelhantes aos apresentados na simulação na figura 5.11. O tempo necessário para que toda a tensão do capacitor se descarregue na carga é de aproximadamente 200 ms .

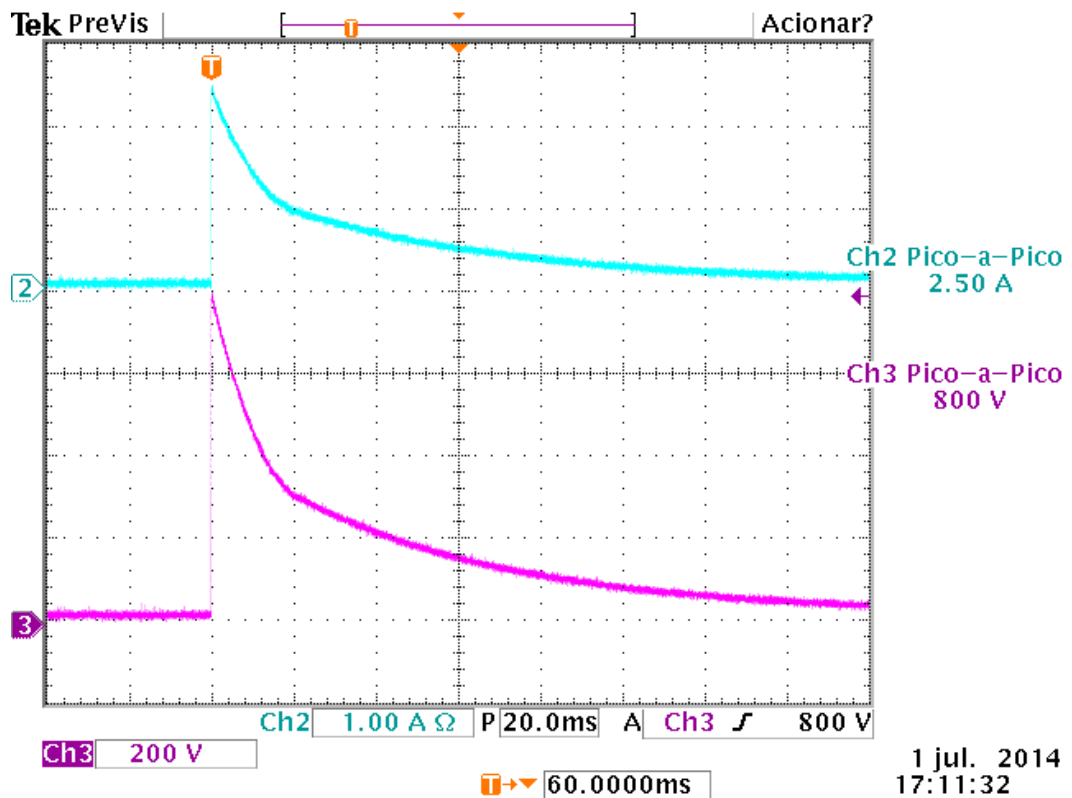
Como dito anteriormente, para simular as condições aproximadas de um ensaio com um sistema de aterramento foi utilizado a mesma carga resistiva de 333Ω , entretanto, interligada ao gerador de impulsos através de um cabo com bitola de 4 mm^2 e comprimento de 40 m que apresentou uma indutância de 1 mH aproximadamente. Dessa forma, a figura 5.22 apresenta as formas de onda do impulso da corrente e da tensão na forma de onda dupla exponencial. O pico de tensão é de 800 V apresentada através do canal 3 enquanto o pico de corrente é de $2,5 \text{ A}$ e está apresentado no canal 2. A presença do cabo provocou uma queda de tensão de 100 V no pico de tensão e uma suave queda no valor da corrente.

Figura 5.21 – Tensão(200V/div) e corrente (1A/div) sobre a carga no modo dupla exponencial.



Fonte: Elaborada pelo autor.

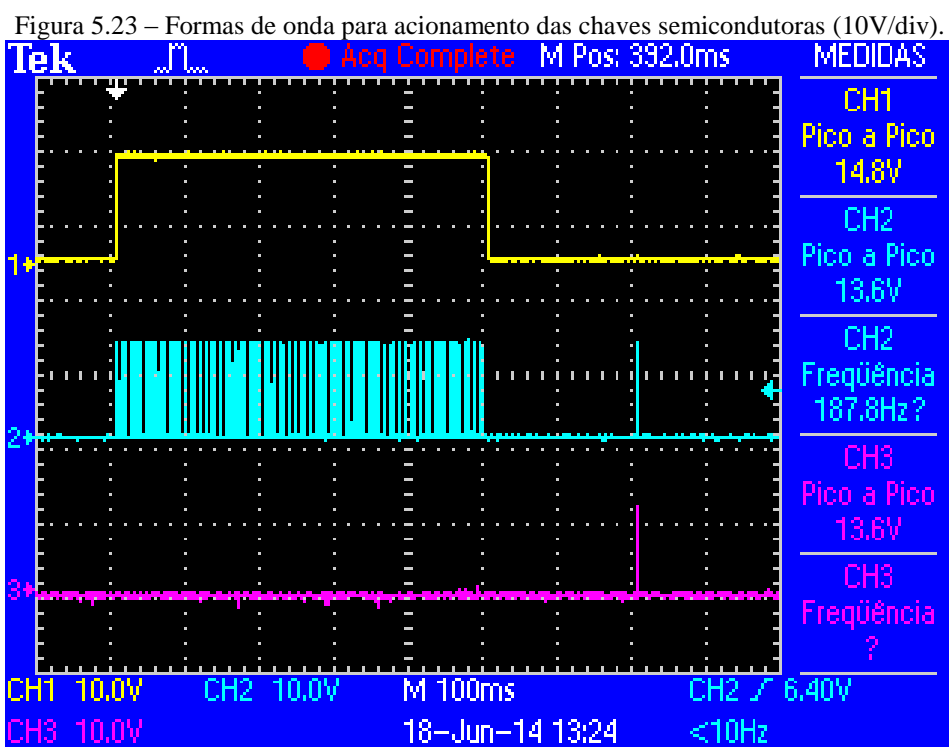
Figura 5.22 – Tensão e corrente sobre a carga no modo dupla exponencial usando um cabo de 40m.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.4.2 Resultados experimentais para onda quadrada em laboratório

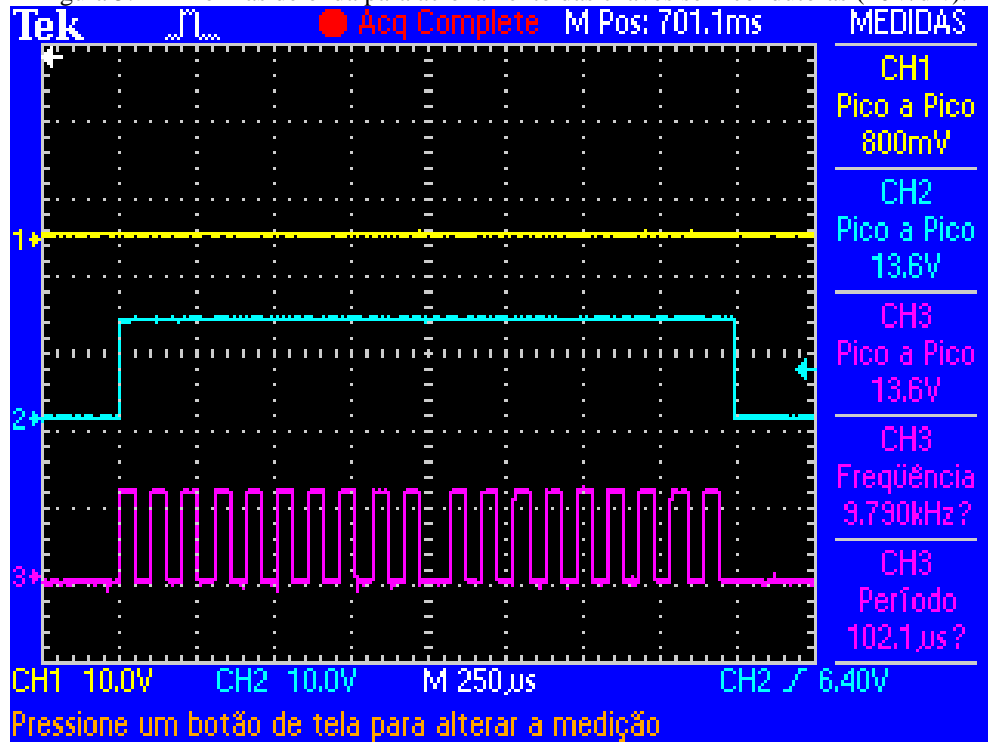
A figura 5.23 apresenta as formas de onda para acionamento das chaves S1– S7 que são comandadas pelo microcontrolador. O canal 1 apresenta a forma de onda que é responsável pelo acionamento de S1, S4 e S6. O canal 2 apresenta a forma de onda que é responsável pelo acionamento de S2, S3 e S5 que são as principais chaves do protótipo. Por fim, o canal 3 apresenta a forma de onda que é responsável pelo acionamento de S7. A tensão ideal para acionamento do MOSFET é de 15 V.



Fonte: Elaborada pelo autor.

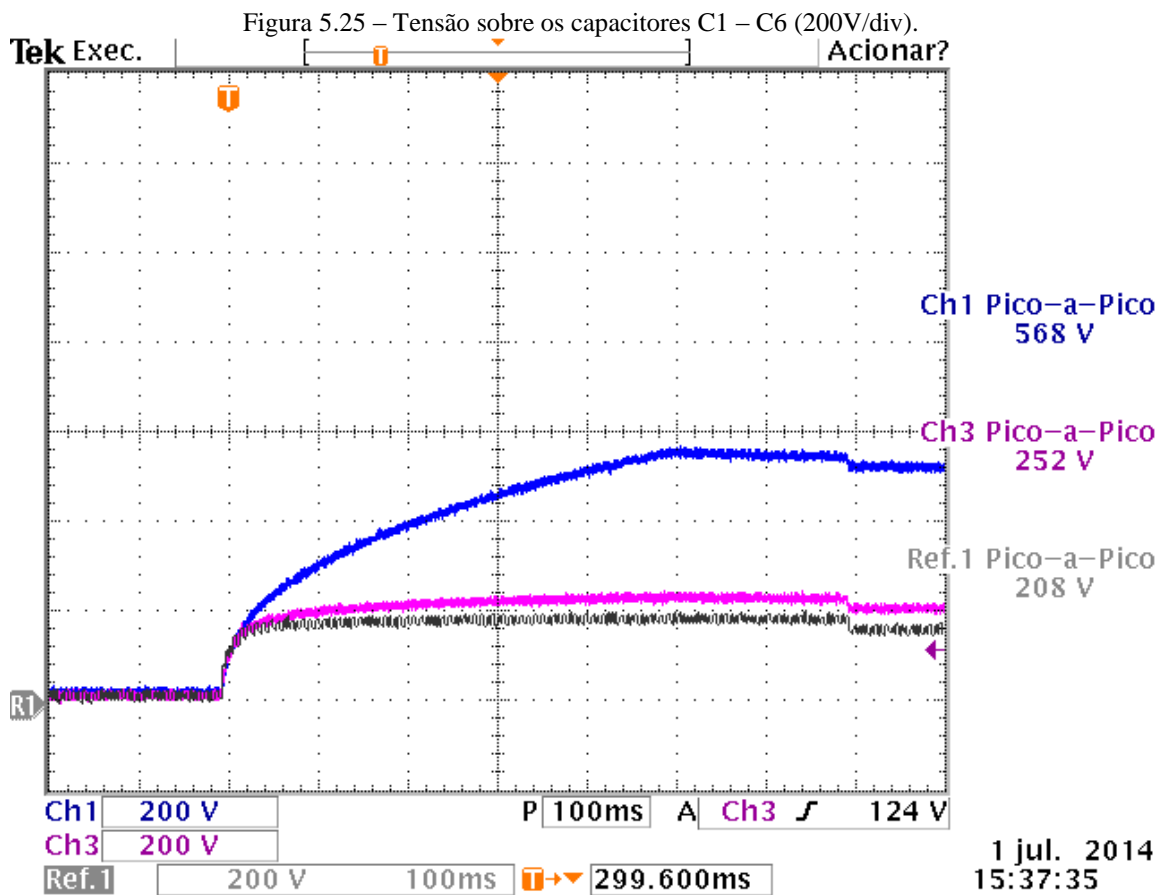
A figura 5.24 apresenta as formas de onda para acionamento das chaves S1– S7 que são comandadas pelo microcontrolador de modo ampliado. Enquanto S1, S4 e S6 estão bloqueadas, as chaves S2,S3 e S5 estão fechadas. Dessa forma, os capacitores C1–C6 ficam em série com o sistema de aterramento. A chave S7 controla a aplicação dos 20 impulsos de tensão na carga com duração de 50 μ s cada. Esses 20 impulsos foram necessários para possibilitar um melhor aperfeiçoamento do treinamento do *software*.

Figura 5.24 – Formas de onda para acionamento das chaves semicondutoras (10V/div).



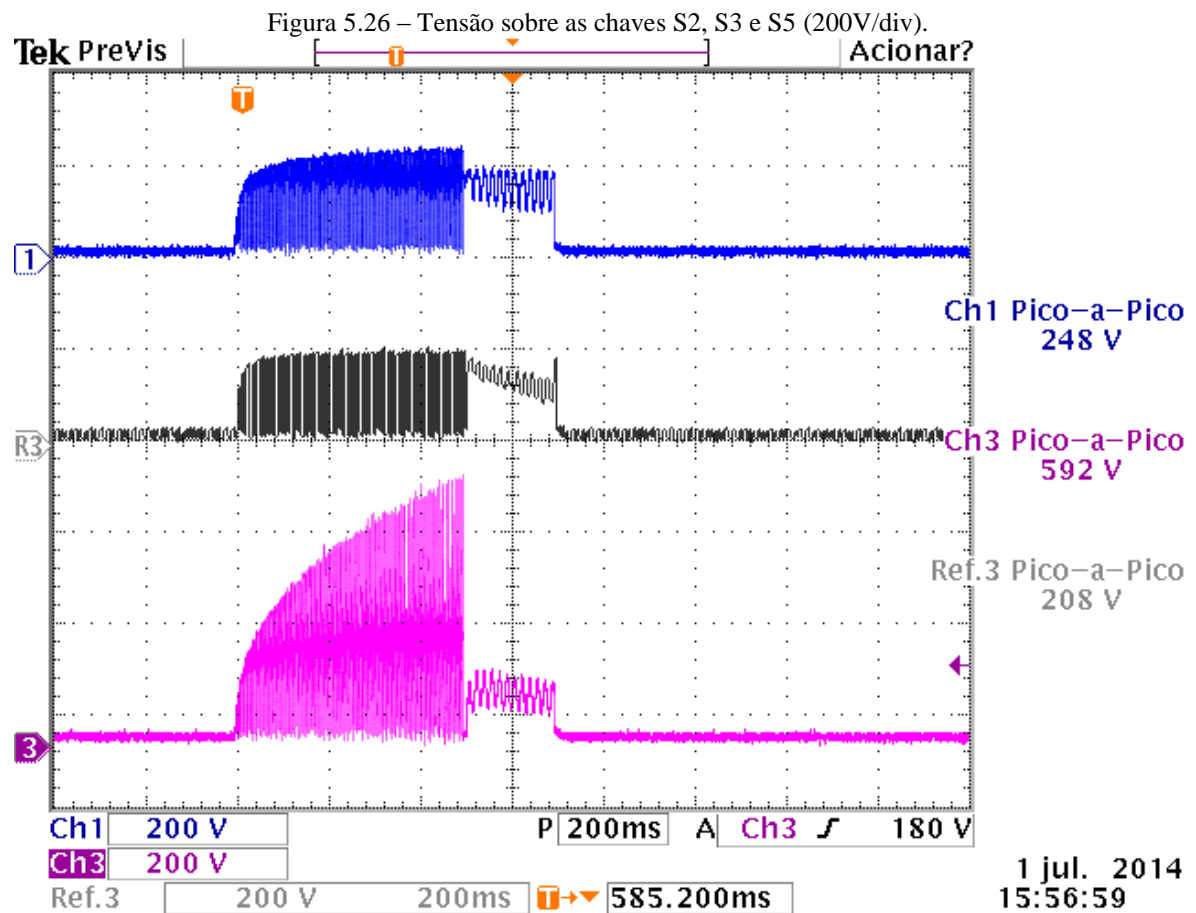
Fonte: Elaborada pelo autor

A figura 5.25 apresenta as formas de onda que mostram o comportamento da tensão sobre os capacitores C1–C6. Os capacitores se carregam de acordo com o chaveamento das chaves S1–S7 que são comandadas pelo microcontrolador. Essa etapa de carregamento dos capacitores é similar ao já apresentado na figura 5.17. O canal Ref.1 apresenta a forma de onda da tensão sobre os capacitores C1 e C2, que estão em série, apresentando um pico de 208 V, logo, a tensão $V_{C1} = V_{C2} = 104$ V. O canal 3 apresenta a forma de onda da tensão sobre os capacitores C3 e C4, que estão em série, apresentando um pico de 252 V, logo, a tensão $V_{C3} = V_{C4} = 126$ V. O canal 1 apresenta a forma de onda da tensão sobre os capacitores C5 e C6, que estão em série, apresentando um pico de 568 V, logo, a tensão $V_{C5} = V_{C6} = 284$ V.



Fonte: Elaborada pelo autor.

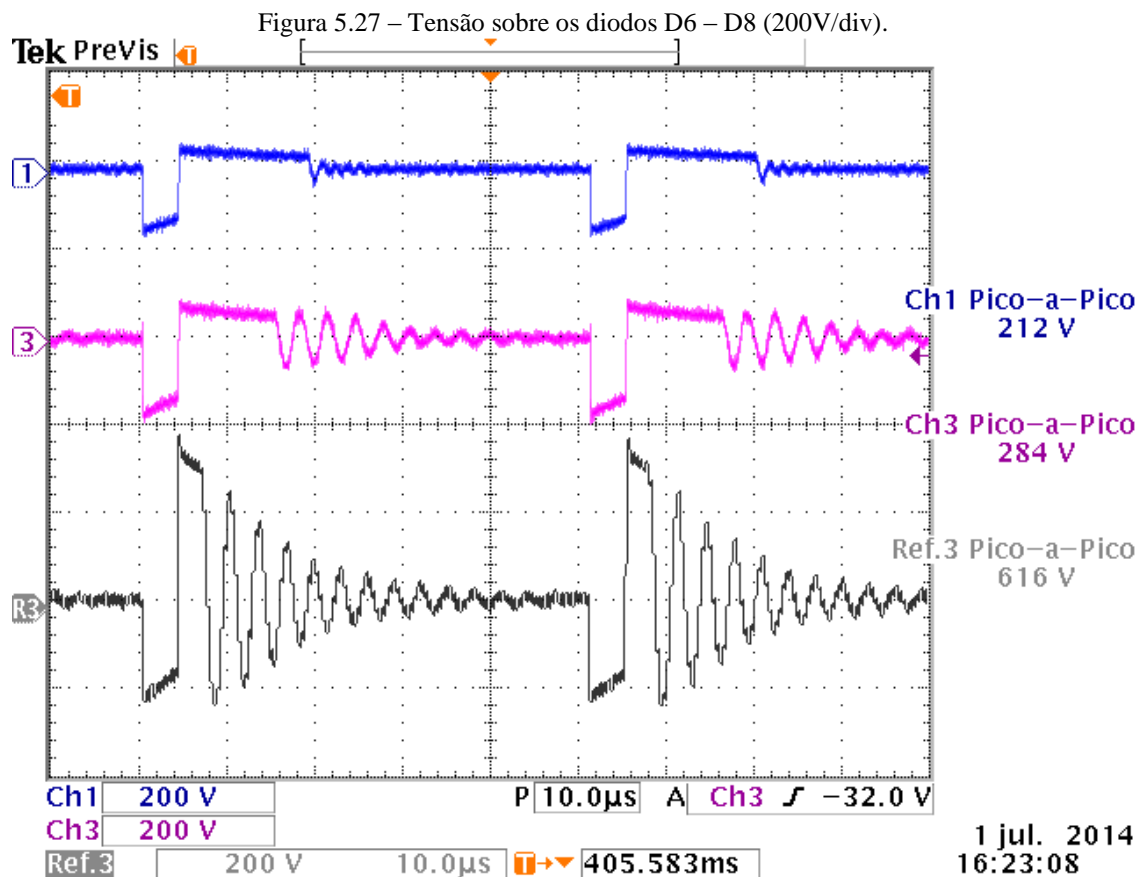
A figura 5.26 apresenta as formas de onda das chaves S2, S3 e S5 que operam com uma frequência de 20 kHz e possibilitam a troca de energia entre os indutores e os capacitores de modo similar à figura 5.18. O canal Ref. 3 apresenta a forma de onda da tensão da chave S2 com um pico de 208 V. Este valor é igual à tensão V_{C12} . O canal 01 apresenta a forma de onda da tensão da chave S3 com um pico de 248 V. Este valor é igual à tensão V_{C34} . Por fim, o canal 03 apresenta a forma de onda da tensão da chave S5 que apresenta o maior um valor de pico de tensão igual a 592 V. Este valor é igual à tensão V_{C56} . Assim como na simulação apresentada na figura 5.14, a tensão V_{C56} apresenta um crescimento superior a V_{C12} e V_{C34} , pois aquela não está trocando energia nem com a carga e nem com um elemento magnético.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.27 apresenta a tensão sobre os diodos D6 – D8 de modo ampliado. O canal 1 apresenta a forma de onda da tensão sobre o diodo semicondutor ultra rápido D6 que apresenta um pico de tensão reversa de -212 V . Essa tensão é aproximadamente igual ao valor da tensão V_{C12} . O canal 3 apresenta a forma de onda da tensão sobre o diodo D7 que apresenta um pico de tensão reversa de -284 V . Essa tensão é aproximadamente igual ao valor da tensão V_{C34} . Por fim, o canal Ref. 3 apresenta a forma de onda da tensão sobre o diodo D8 que apresenta um pico de tensão reversa de -616 V . Essa tensão é aproximadamente igual ao valor da tensão V_{C56} .

Assim como foi dito anteriormente, a presença de um comportamento oscilatório nas formas de onda da tensão dos diodos D7 e D8 representados pelos canais 3 e Ref.3, respectivamente, ocorrem porque há a presença de uma grande indutância presente nos cabos que ligam o gerador de impulsos e o sistema de aterramento.

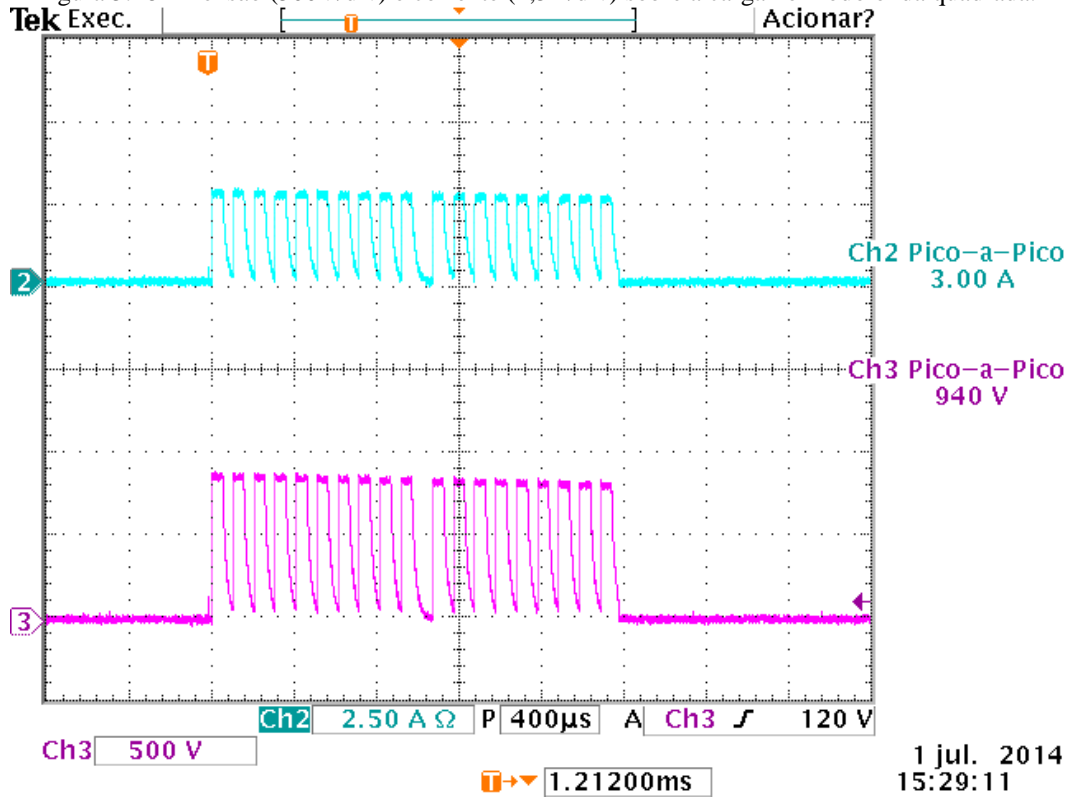


Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.28 apresenta as formas de onda do impulso de corrente e da tensão na forma da onda quadrada em uma carga de 333Ω . O pico de tensão é de 940 V apresentado no canal 3 enquanto o pico de corrente é de 3 A e está apresentado no canal 2. A largura de cada pulso é de $50 \mu\text{s}$. Esses resultados são semelhantes aos de simulação apresentados na figura 5.15.

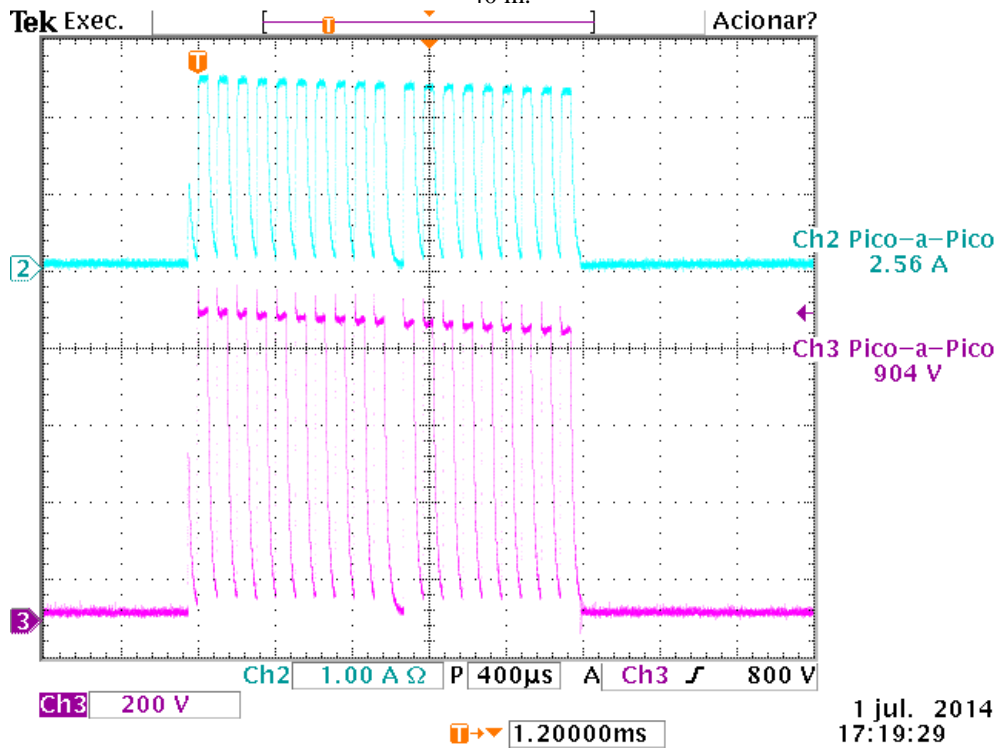
Para simular as condições aproximadas de um ensaio com um sistema de aterramento foi utilizado a mesma carga resistiva de 333Ω , entretanto, interligada ao gerador de impulsos através de um cabo com bitola de 4 mm^2 e comprimento de 40 m que apresentou uma indutância de 1 mH aproximadamente. Dessa forma, a figura 5.29 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão na forma de onda quadrada. O pico de tensão é de 904 V apresentada através do canal 3 enquanto o pico de corrente é de $2,56 \text{ A}$ e está apresentado no canal 2. A presença do cabo provocou uma queda de tensão de 36 V no pico de tensão e uma suave queda no valor da corrente.

Figura 5.28 – Tensão (500V/div) e corrente (2,5A/div) sobre a carga no modo onda quadrada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.29 – Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) sobre a carga no modo onda quadrada usando um cabo de 40 m.

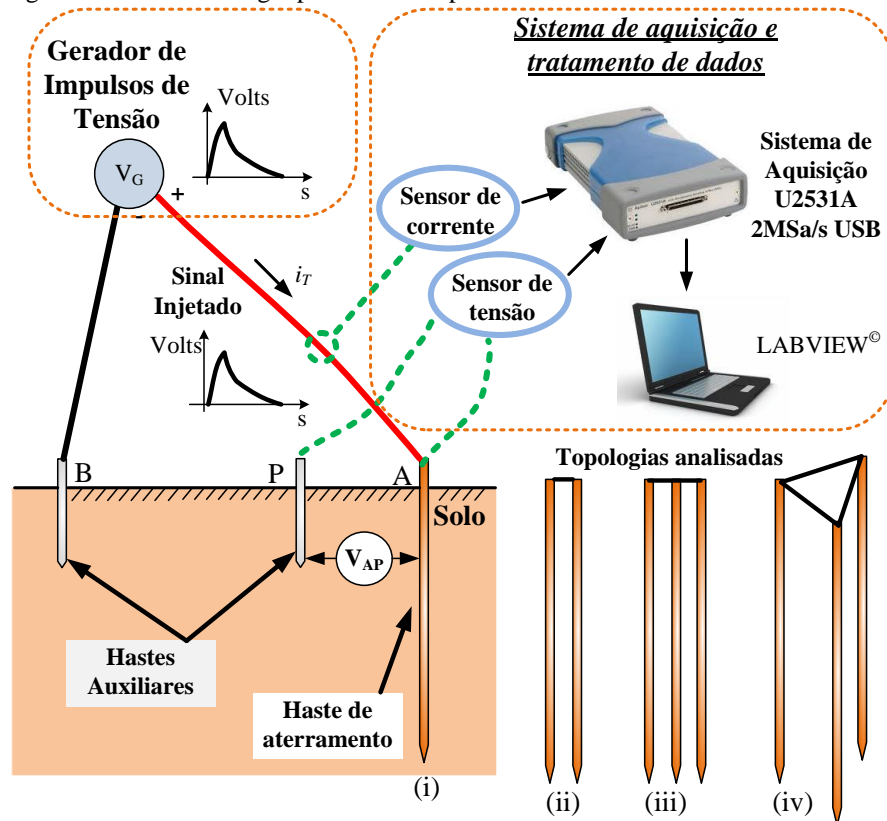


Fonte: Elaborada pelo autor.

5.5 Resultados experimentais utilizando um sistema de aterramento como carga

Na Figura 5.30 é apresentada a metodologia do ensaio de campo. O gerador de impulsos aplica uma tensão entre a haste A, que representa a topologia do sistema de aterramento instalado no sistema de distribuição, e a haste auxiliar B. O potencial V_{AP} é medido entre as hastes A e a haste auxiliar P (de tensão) que distam 12,5 m. A haste auxiliar B (de corrente) possibilita o retorno da corrente no aterramento. Foram adotadas hastes de 3 m de comprimento para as topologias de aterramento e a distância entre as hastes A e B é de 20 m. O sistema de aquisição de dados capta as formas de onda medidas durante os ensaios através dos sensores de corrente e de tensão e as envia ao *software* desenvolvido que as exibe e salva em um banco de dados.

Figura 5.30 – Metodologia para ensaio experimental de um sistema de aterramento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os testes com o gerador de impulsos foram realizados em campo na Universidade Federal do Ceará (UFC) durante a estação seca utilizando 04 topologias de sistemas de aterramento apresentadas na figura 5.30.

- (i) Haste vertical única.

- (ii) 02 hastes verticais paralelas.
- (iii) 03 hastes verticais paralelas
- (iv) 04 hastes verticais paralelas

Para a medição das formas de onda da tensão e corrente no sistema de aterramento foi utilizado um sistema de aquisição de dados modelo U2531A do fabricante *Agilent* que possui uma taxa máxima de amostragem de 2 MS/s. De acordo com a teoria da amostragem e com o teorema de Nyquist, a taxa de amostragem deve ser pelo menos duas vezes do que a maior frequência que se deseja registrar, dessa forma, a taxa de amostragem do sistema de aquisição de dados é eficiente para captar sinais na ordem de *kilohertz*. Além disso, foram utilizados sensores de tensão e corrente do fabricante LEM com resposta de frequência de CC – até 500 kHz (± 1 dB) (AGILENT TECHNOLOGIES, 2013), (OPPENHEIM, A.V.; WILLSKY, A. S, 2010).

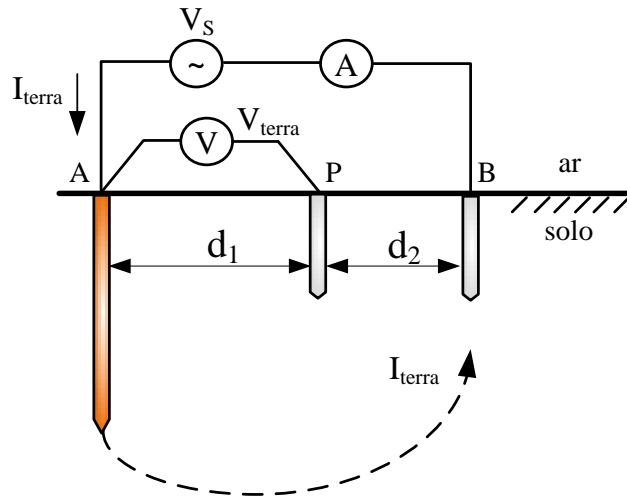
5.5.1 Considerações relevantes sobre o software desenvolvido e ensaios nos sistemas de aterramentos

Nessa dissertação, os impulsos de tensão serão aplicados em sistemas de aterramento elétricos que se comportam como carga. O solo apresenta as mais diversas características que interferem no valor da resistência do sistema de aterramento como: a resistividade do solo, umidade, temperatura, número de camadas do solo, topologia do sistema de aterramento, tipo de hastes utilizadas no aterramento, dentre outros (KINDERMAMM; CAMPAGNOLO, 1995).

Para determinar a resistência do aterramento um dos métodos mais utilizados é o método da queda de potencial. Este método usa três pontos alinhados, espaçados de forma distinta e cravados a uma mesma profundidade. A figura 5.31 mostra a metodologia de medição do método de queda de potencial.

Segundo (FILHO, 2002), no método de queda de potencial, o eletrodo P da figura 5.31 deve estar a uma distância de 60 % da distância entre A e B. A medição de potencial V_{terra} ocorre entre os eletrodos A e P e a corrente I_{terra} é injetada em A e captada em B.

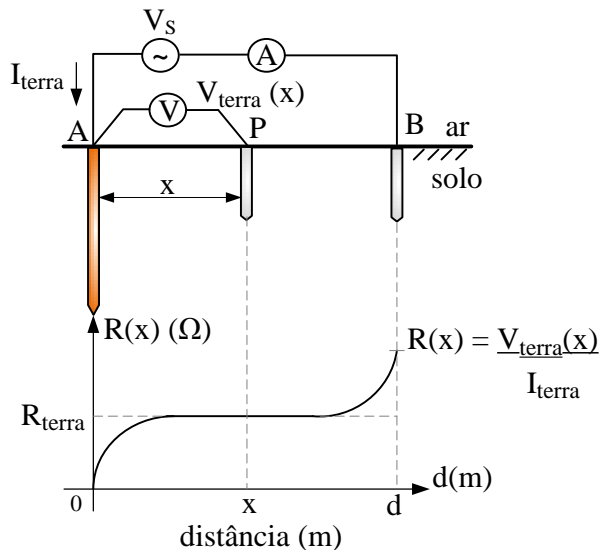
Figura 5.31 – Método da queda de potencial.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Variando linearmente a haste P de lugar entre A e B, de acordo com a figura 5.32, é possível perceber através do registro das medições de tensão $V_{terra}(x)$ que os valores se alteram em função da distância x , logo, é possível estabelecer um perfil de potencial entre A e B. Considerando essas medições de potencial entre as hastes A e P e que a corrente percorrida pelos eletrodos I_{terra} tem valor médio constante, é possível determinar o gráfico da resistência de aterramento em função da distância dividindo-se o valor da tensão medida pela corrente aplicada como vista na figura 5.32 (KINDERMAMM; CAMPAGNOLO, 1995). Segundo (FILHO, 2002) o valor da resistência de aterramento R_{terra} é determinado como a resistência correspondente à região do patamar de potencial, ou seja, a região linear do gráfico da figura 5.32.

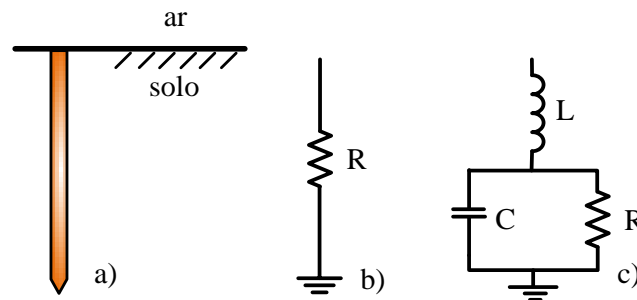
Figura 5.32 – Perfil da resistência de aterramento em relação à distância.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Um conceito importante para inspeção dos sistemas de aterramentos é o da impedância de aterramento que é a oposição oferecida pelo solo à injeção de corrente elétrica no mesmo através de eletrodos (FILHO, 2002). Uma conexão à terra apresenta variados valores de resistência, indutância e capacitância que dependem da frequência. Segundo (SOUZA *et.al*, 2014a) o solo se comporta como um resistor puro quando excitado por um impulso de tensão de baixa frequência e como um circuito RLC em altas frequências como visto na figura 5.33. Quando sistemas de aterramento de diferentes topologias são excitados por um impulso de tensão, estes apresentam diferentes respostas.

Figura 5.33 - a) Representação física de uma haste de aterramento; b) Circuito equivalente para baixa frequência; c) Circuito equivalente para alta frequência;



Fonte: Elaborada pelo autor.

Todos os solos analisados no decorrer do projeto possuíam características essencialmente resistivas cujo valor dependia da característica do solo e da topologia do aterramento empregada.

Para avaliação de características de diferentes topologias de sistemas de aterramento, os trabalhos de (SOUZA *et.al*, 2014a, 2014b) utilizam os resultados da impedância de aterramento no domínio da frequência durante um transiente de tensão e corrente através da equação (5.1). Os dois tipos de impulsos de tensão aplicados nos sistemas de aterramento foram apresentados no capítulo 01.

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} \quad (5.1)$$

A análise dos valores de tensão e a corrente no domínio da frequência são obtidas através da *Fast Fourier Transform* (FFT). São extraídas dos sinais de corrente e tensão um

total de 250 variáveis nos primeiros 125 μ s após a aplicação do impulso, sendo 125 variáveis da tensão e 125 variáveis da corrente, que são transformadas para o domínio da frequência.

Segundo (SOUZA *et.al*, 2014b), para treino do modelo classificador de padrões foram utilizados os modelos de máquina de vetor de suporte (SVM) e árvores randomizadas (*Random Forest*). O primeiro é uma técnica baseada na teoria de ensaio estatístico e são classificadores robustos na presença de poucas amostras e muitas variáveis de entrada. O segundo é uma extensão mais robusta das árvores de decisão e constitui um excelente preditor. Ao final dos ensaios, os parâmetros do modelo classificador treinado são armazenados em um banco de dados que servirá como base para que o *software* seja capaz de tomada de decisão. Nessa etapa de treinamento, os ensaios de campo foram realizados em diversos tipos de solos diferentes na região metropolitana de Fortaleza-CE para obter a maior heterogeneidade possível nos dados do treinamento do *software* a fim de validar o projeto. Foram usadas diversas topologias de aterramento em condições de clima seco.

As figuras 5.34 e 5.35 apresentam imagens de ensaios usando o gerador de impulsos de tensão em conjunto com o sistema de aquisição de dados e *software* com algoritmos inteligentes.

Figura 5.34 – Projeto de inspeção de sistemas de aterramentos montado em ensaio de campo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

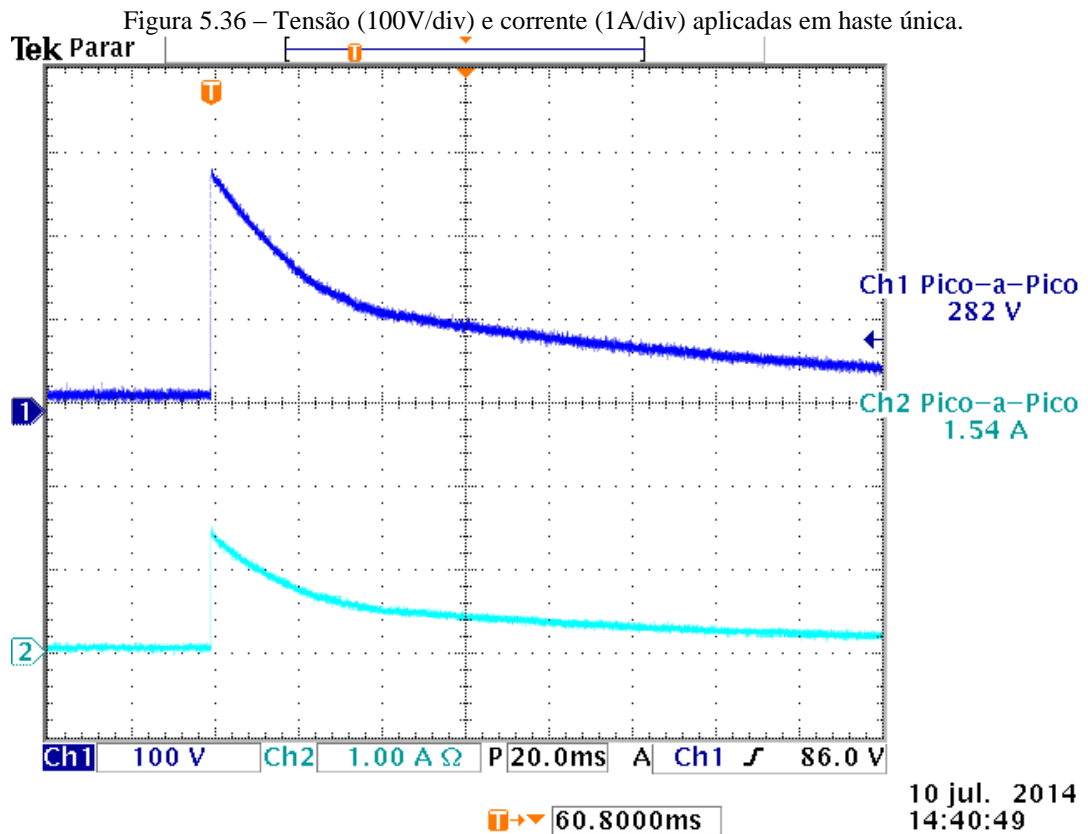
Figura 5.35 – Sistema de aterramento elétrico montado para testes.



Fonte: Elaborada pelo autor.

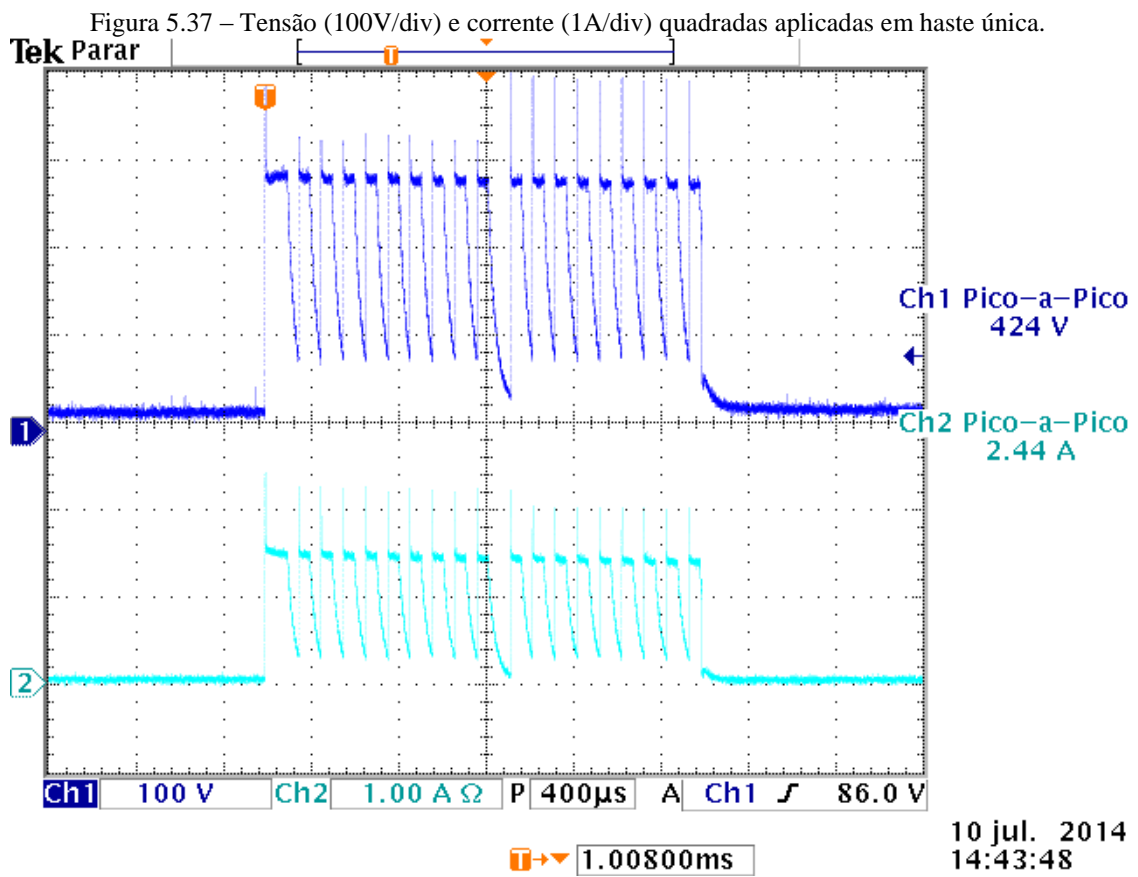
5.5.2 Ensaio utilizando uma haste simples como aterramento

Utilizando uma topologia com haste simples foram obtidas as formas de onda de tensão e corrente apresentadas na figura 5.36. A tensão apresenta um valor de pico de 282 V que é bem inferior aos valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório, já que a tensão da figura 5.36 é a tensão V_{AP} conforme a metodologia dos ensaios mostrada na figura 5.30. O sistema de aquisição de dados usa este valor menor de tensão devido às limitações do sensor de tensão. É essa forma de onda que será analisada pelo *software* que utiliza um algoritmo inteligente. A tensão aplicada à topologia entre a haste A (topologia do aterramento) e a B (auxiliar) é a tensão plena apresentada na figura 5.38. O pico de corrente é de 1,54 A que é o mesmo valor apresentado na figura 5.36, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

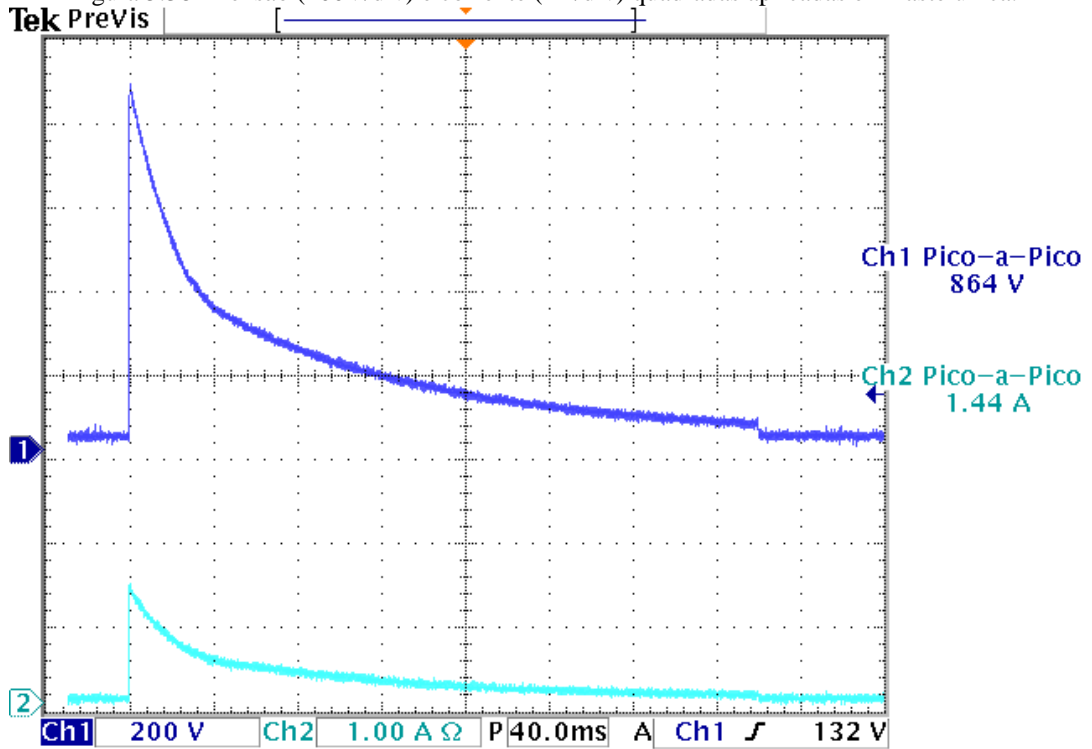
Na figura 5.37 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente quadradas. A tensão apresenta um valor de pico de 280 V (canal 01), que é um valor bem inferior aos valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório pela mesma razão apresentada anteriormente. O pico de corrente (canal 02) é 2,44 A que é aproximadamente igual ao valor apresentado na figura 5.39, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As figuras 5.38 (dupla exponencial) e 5.39 (quadrada) apresentam as formas de onda obtidas através da medição da tensão entre as hastes A (topologia do aterramento) e a haste B (auxiliar). Pode-se observar que a tensão apresenta um valor de pico de 864 V (dupla exponencial) e 940 V (quadrada) que é bem superior aos valores apresentados nas figuras 5.36 e 5.37, respectivamente, e bem próximo dos valores obtidos em simulação e nos ensaios de laboratório apresentados nas figuras 5.11, 5.13, 5.21 e 5.28. O pico de corrente é de 1,54 A (dupla exponencial) e 2,62 A (quadrada) que é aproximadamente o mesmo valor apresentado nas figuras 5.36 a 5.37, respectivamente, pois foram medidos da mesma maneira.

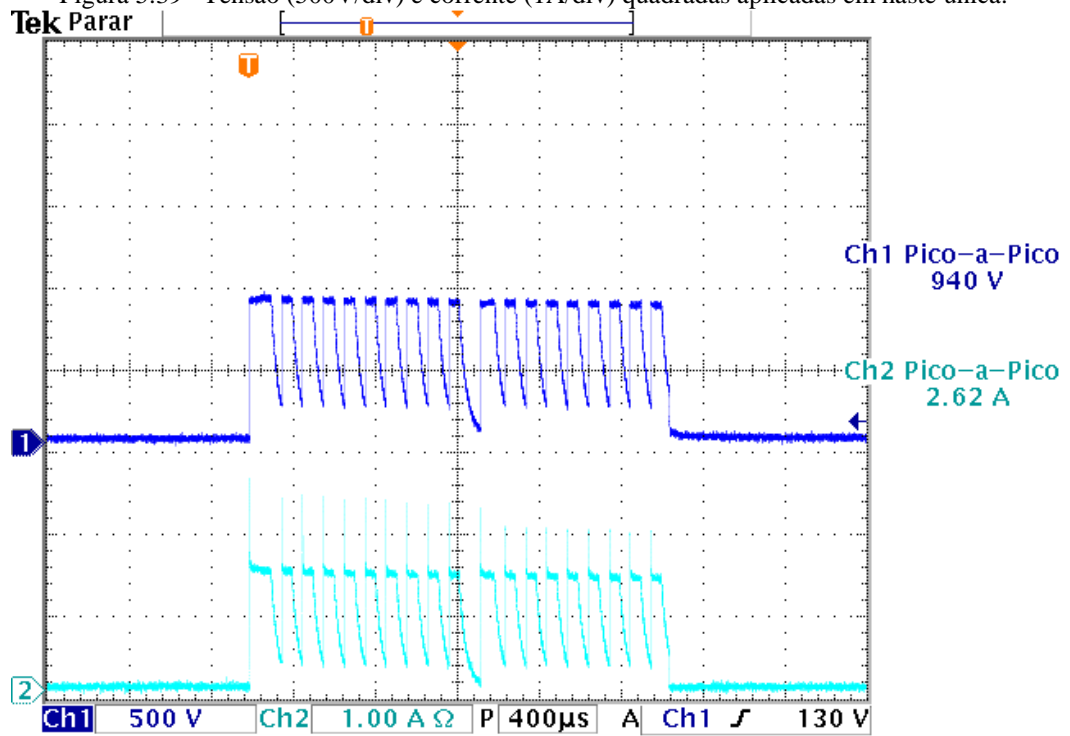
Figura 5.38– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) quadradas aplicadas em haste única.



10 jul. 2014
15:59:03

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.39– Tensão (500V/div) e corrente (1A/div) quadradas aplicadas em haste única.



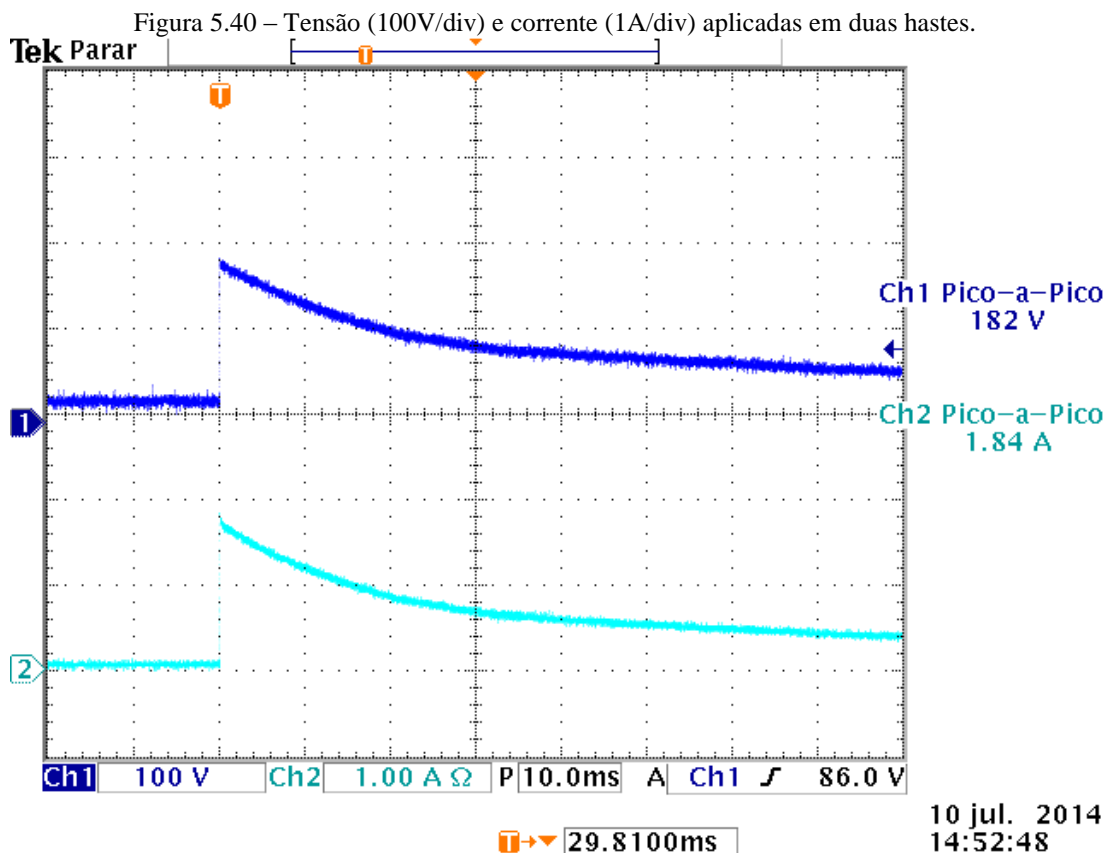
10 jul. 2014
15:57:03

1.01200ms

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.5.3 Ensaio utilizando duas hastes alinhadas como aterramento

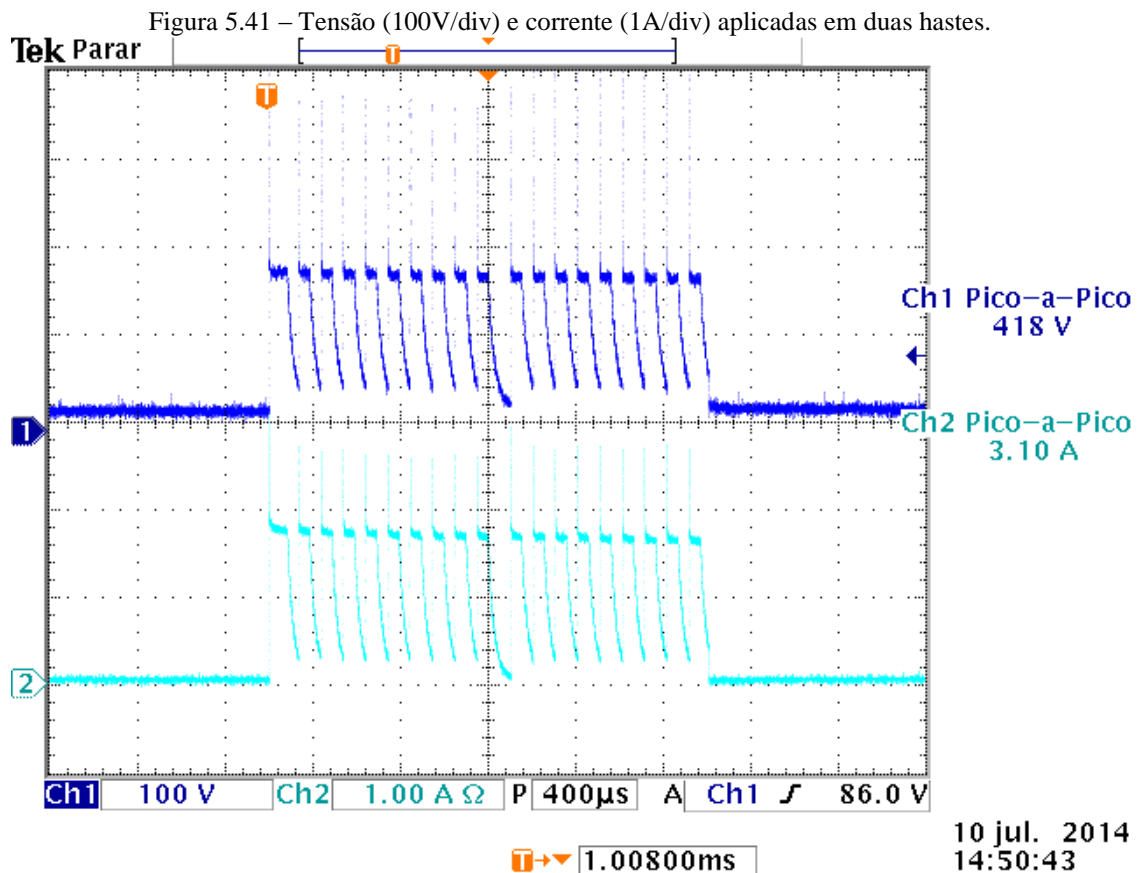
Usando a topologia com 2 hastes alinhadas, foram obtidas as formas de onda de tensão e corrente apresentadas na figura 5.40 e 5.41. A tensão apresenta um valor de pico de 182 V (canal 01) que é bem inferior aos valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório, pela mesma razão apresentada anteriormente. O pico de tensão é menor que o da figura 5.36 pelo fato de que com duas hastes a resistência de aterramento tende a ser menor, ou seja, a interligação de hastes em paralelo diminui sensivelmente o valor da resistência de aterramento (KINDERMAMM; CAMPAGNOLO, 1995). Logo, quanto maior o número de hastes menor será o valor de pico de tensão. O pico de corrente é de 1,84 A (canal 02) que é aproximadamente igual ao valor apresentado na figura 5.42, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na figura 5.41 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente quadradas. A tensão apresenta um valor de pico de 180 V (canal 01), que é um valor bem inferior aos

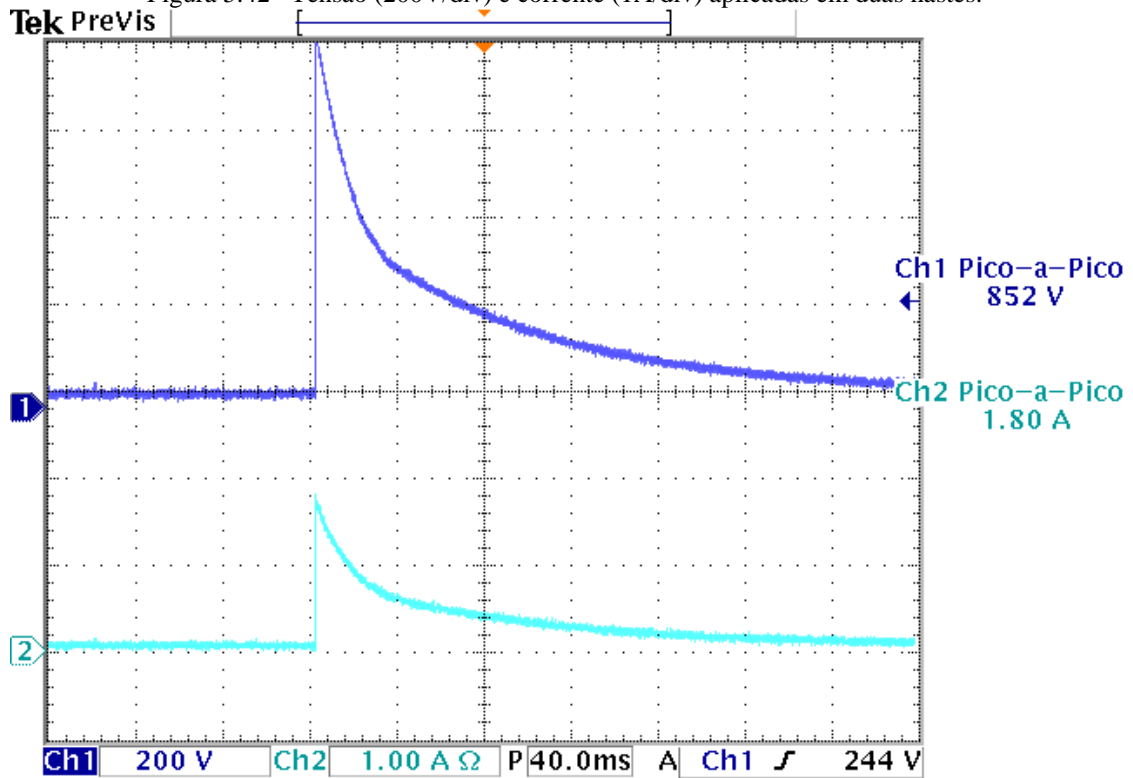
valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório pela mesma razão apresentada anteriormente. O pico de corrente (canal 02) é 1,90 A que é aproximadamente igual ao valor apresentado na figura 5.43, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As figuras 5.42 (dupla exponencial) e 5.43 (quadrada) apresentam as formas de onda obtidas através da medição da tensão entre as hastes A (topologia do aterramento) e a haste B (auxiliar). Pode-se observar que a tensão apresenta um valor de pico de 852 V (dupla exponencial) e 868 V (quadrada) que é bem superior aos valores apresentados nas figuras 5.40 e 5.41, respectivamente, e bem próximo dos valores obtidos em simulação e nos ensaios de laboratório apresentados nas figuras 5.11, 5.13, 5.21 e 5.28. O pico de corrente é de 1,80 A (dupla exponencial) e 2,92 A (quadrada) que é aproximadamente o mesmo valor apresentado nas figuras 5.40 a 5.41, respectivamente, pois foram medidos da mesma maneira.

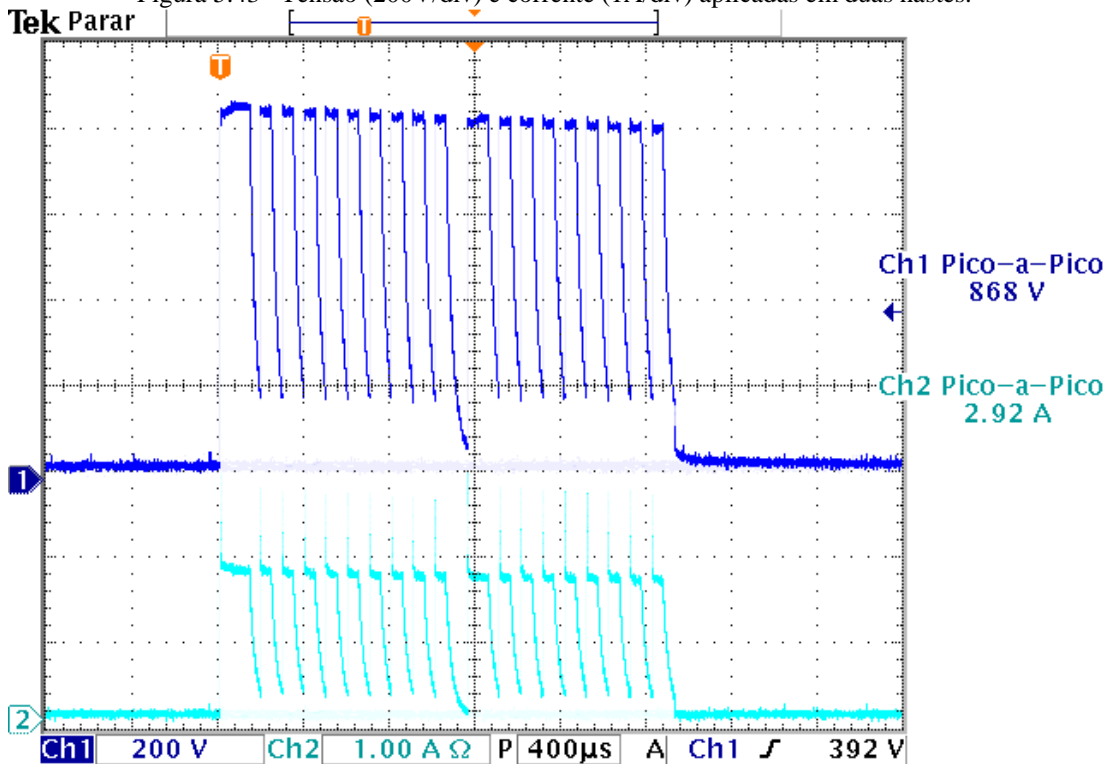
Figura 5.42– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em duas hastes.



10 jul. 2014
15:24:14

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.43– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em duas hastes.



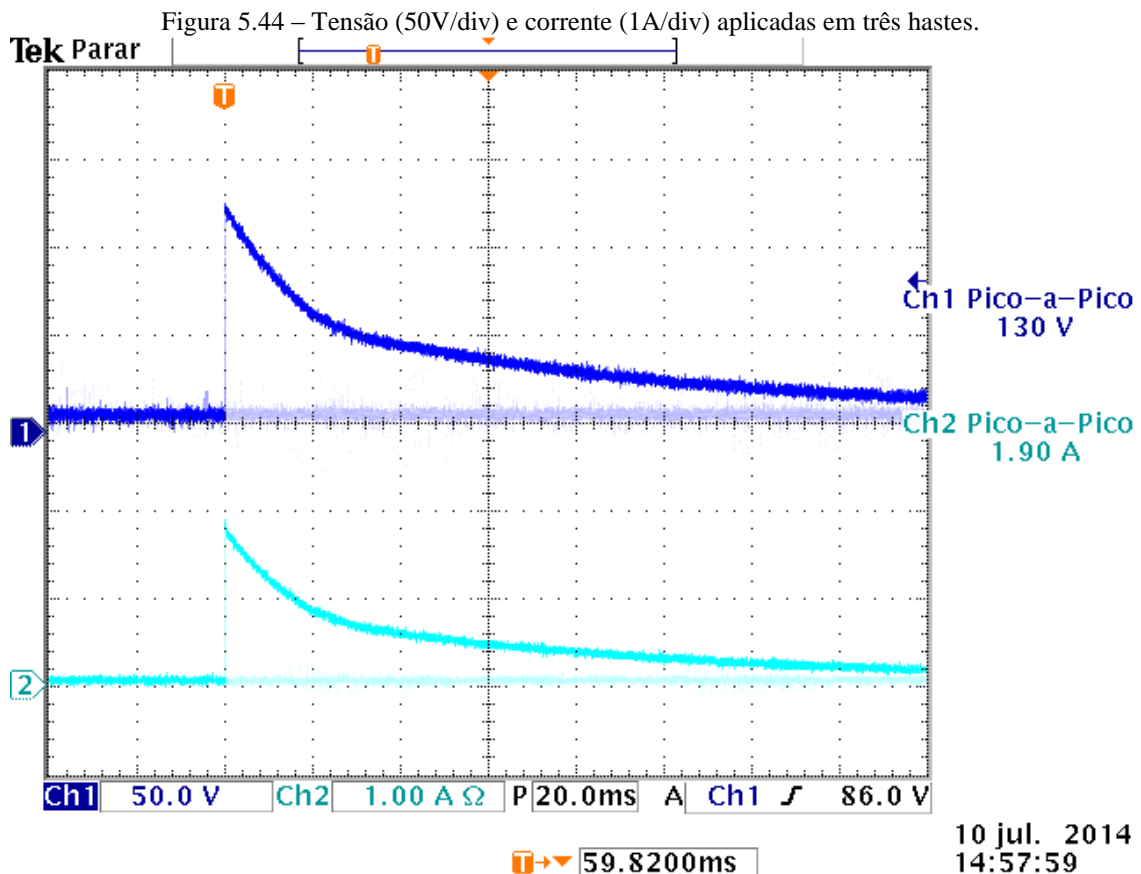
1.18400ms

10 jul. 2014
15:40:49

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.5.4 Ensaio utilizando três hastes alinhadas como aterramento

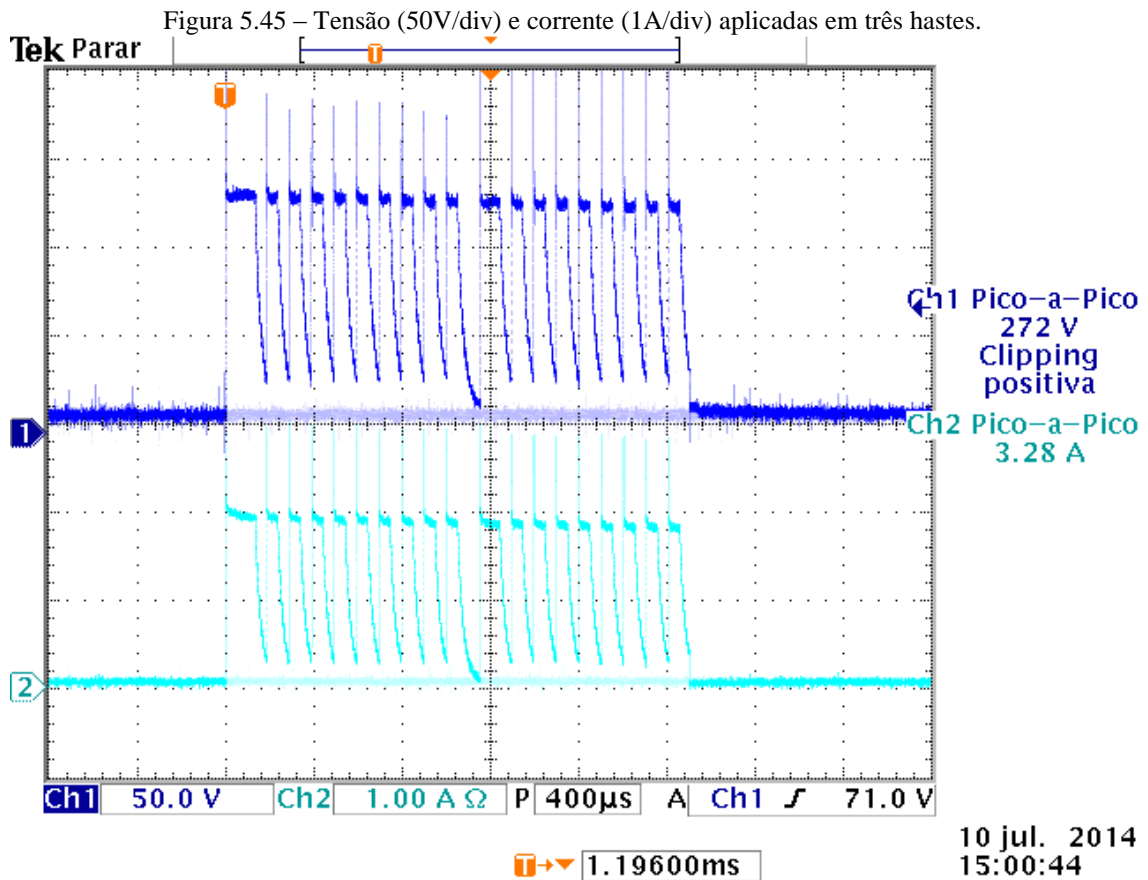
Usando a topologia com 3 hastes alinhadas, foram obtidas as formas de onda de tensão e corrente apresentadas na figura 5.44. A tensão (canal 01) apresenta um valor de pico de 130 V que é bem inferior aos valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório, pela mesma razão apresentada anteriormente. O pico de tensão é menor que os das figuras 5.36 e 5.40 pelo fato de que com três hastes a resistência de aterramento tende a ser melhor. O pico de corrente é de 1,90 A (canal 02) que é aproximadamente igual ao valor apresentado na figura 5.46, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na figura 5.45 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente quadradas. A tensão apresenta um valor de pico de 150 V (canal 01), que é um valor bem inferior aos valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório pela mesma razão apresentada anteriormente. O pico de corrente é 1,90 A (canal 02) que é aproximadamente igual ao valor apresentado na figura 5.47, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente

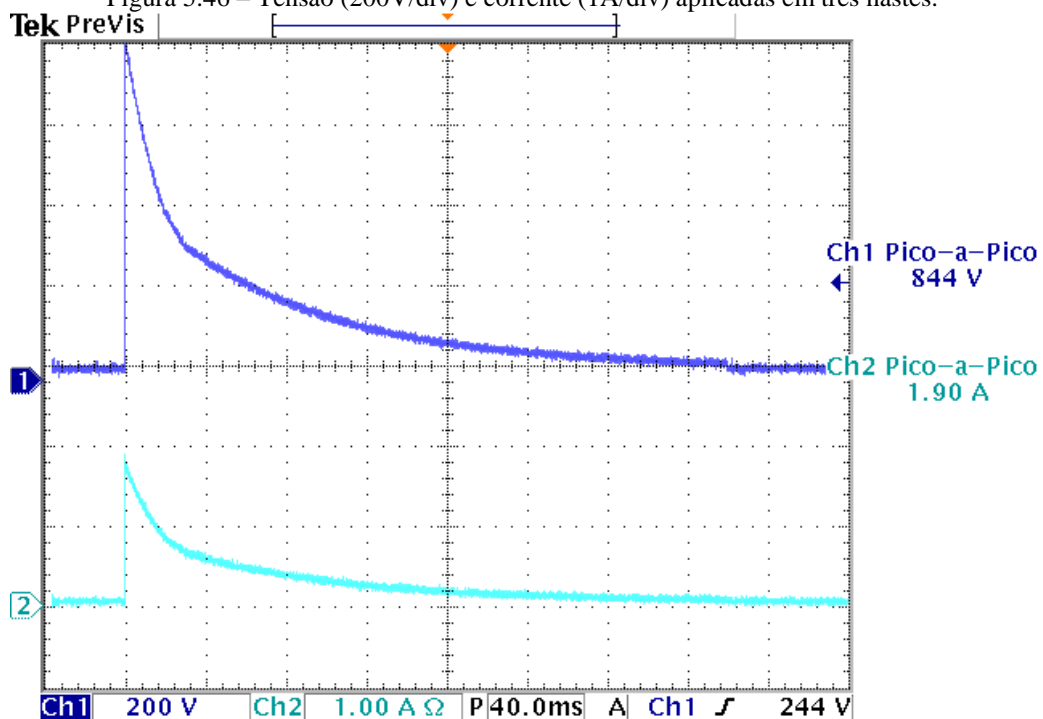
é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As figuras 5.46 (dupla exponencial) e 5.47 (quadrada) apresentam as formas de onda obtidas através da medição da tensão entre as hastes A (topologia do aterramento) e a haste B (auxiliar). Pode-se observar que a tensão apresenta um valor de pico de 844 V (dupla exponencial) e 900 V (quadrada) que é bem superior aos valores apresentados nas figuras 5.44 e 5.45, respectivamente, e bem próximo dos valores obtidos em simulação e nos ensaios de laboratório apresentados nas figuras 5.11, 5.13, 5.21 e 5.28. O pico de corrente é de 1,90 A (dupla exponencial) e 2,92 A (quadrada) que é aproximadamente o mesmo valor apresentado nas figuras 5.40 a 5.41, respectivamente, pois foram medidos da mesma maneira. As mudanças em relação à topologia com duas hastes foram muito sensíveis.

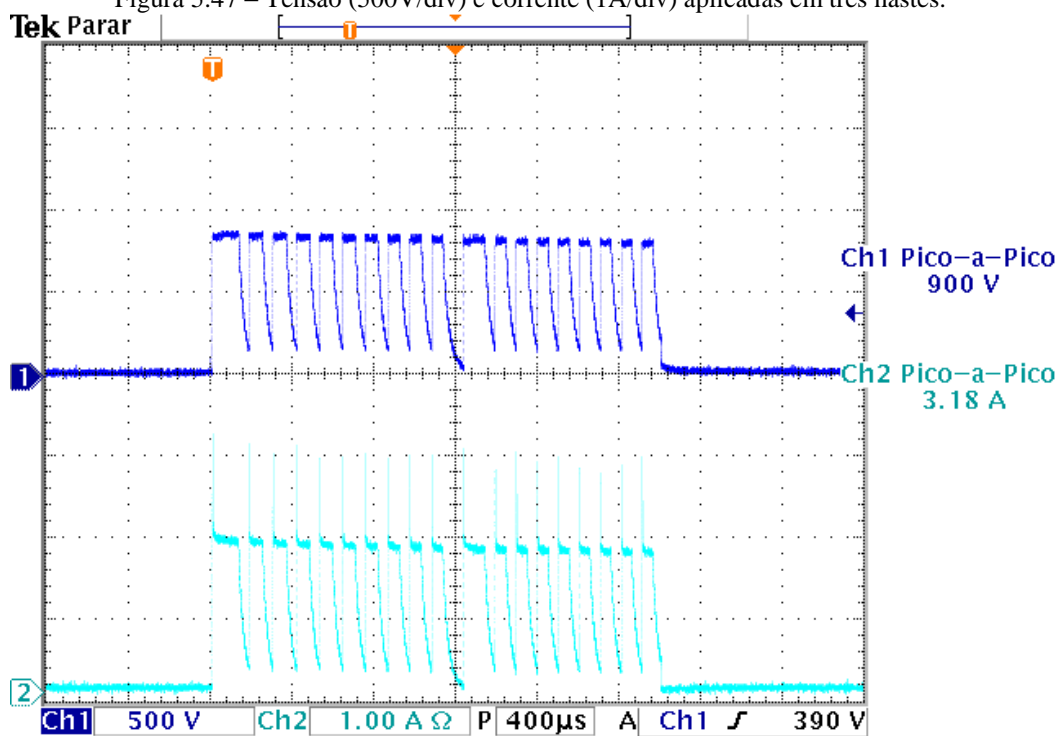
Figura 5.46 – Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em três hastes.



10 jul. 2014
15:22:58

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.47 – Tensão (500V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em três hastes.



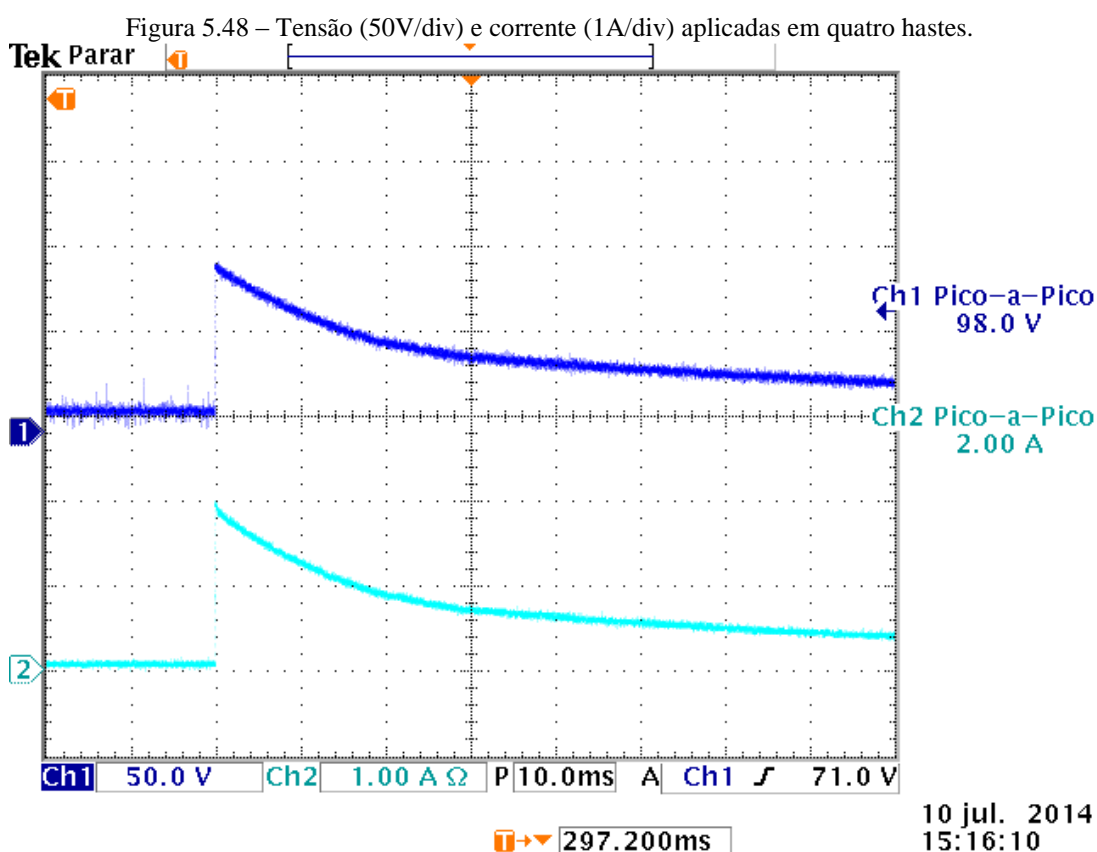
1.18400ms

10 jul. 2014
15:45:43

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.5.5 Ensaio utilizando quatro hastes alinhadas como aterramento

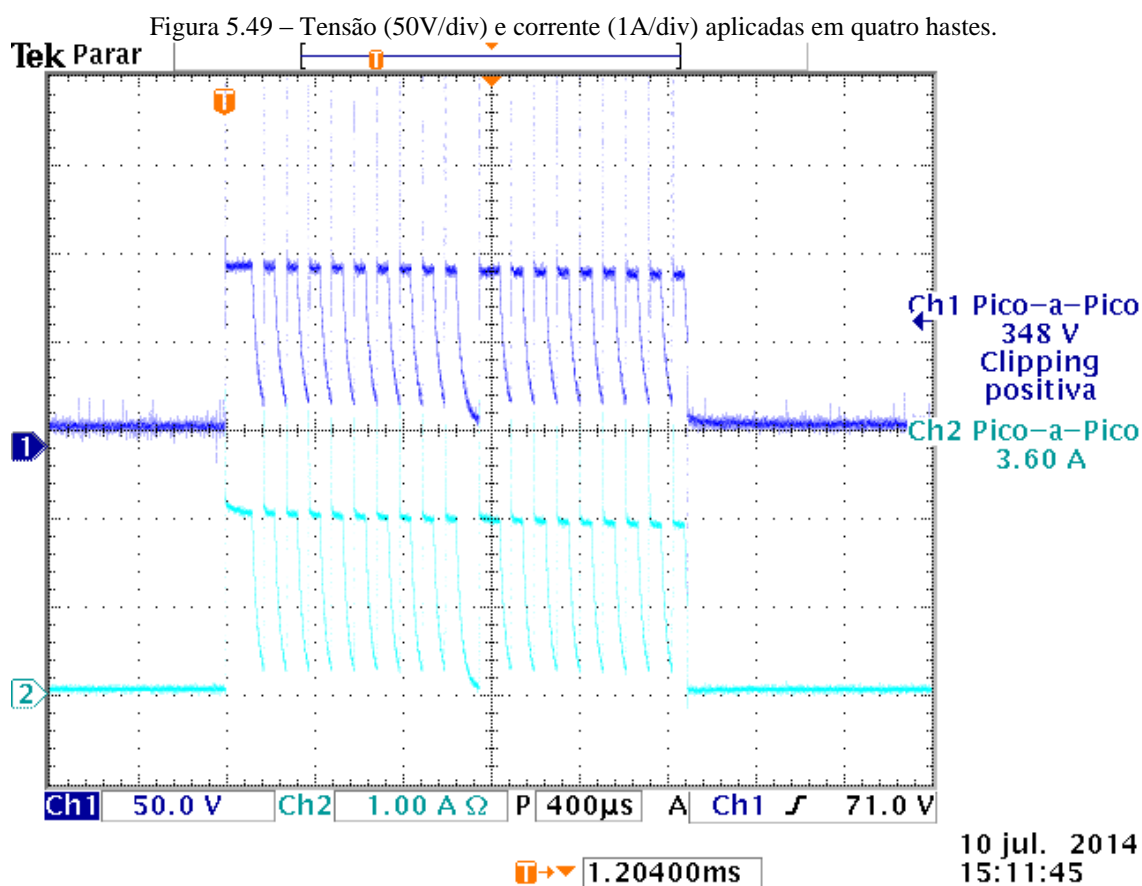
Usando a topologia com 4 hastes alinhadas, foram obtidos as formas de onda de tensão e corrente apresentadas na figura 5.48. A tensão apresenta um valor de pico de 98 V (canal 01) que é bem inferior aos valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório, pela mesma razão apresentada anteriormente. O pico de tensão é menor que os das figuras 5.36, 5.40 e 5.44 pelo fato de que com quatro hastes a resistência de aterramento tende a ser melhor, logo, quanto maior o número de hastes menor será o valor de pico. O pico de corrente é de 2 A (canal 02) que é aproximadamente igual ao valor apresentado na figura 5.49, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na figura 5.49 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente quadradas. A tensão apresenta um valor de pico de aproximadamente 95 V (canal 01), que é um valor bem inferior aos valores apresentados em simulação e nos ensaios de laboratório pela mesma razão apresentada anteriormente. O pico de corrente é 2 A (canal 02) que é aproximadamente

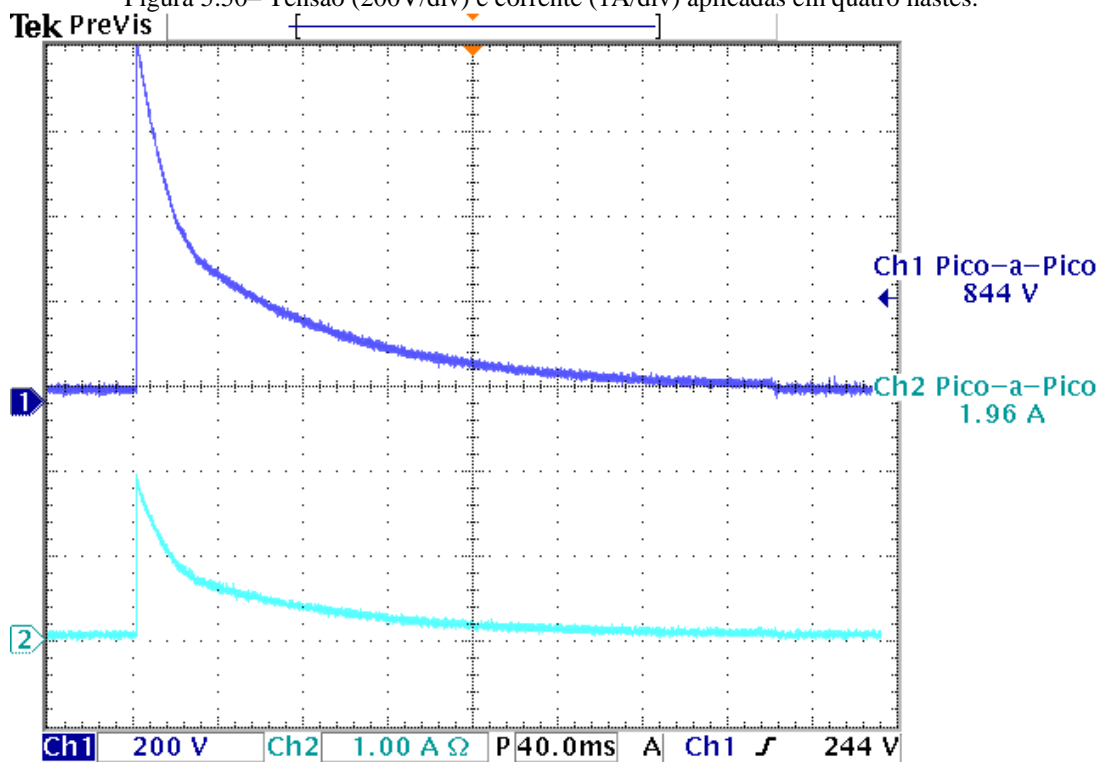
igual ao valor apresentado na figura 5.51, pois foram medidos da mesma maneira. A corrente é aplicada diretamente na topologia do sistema de aterramento e retorna através da haste auxiliar B.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As figuras 3.50 (dupla exponencial) e 3.51 (quadrada) apresentam as formas de onda obtidas através da medição da tensão entre as hastes A (topologia do aterramento) e a haste B (auxiliar). Pode-se observar que a tensão apresenta um valor de pico de 844 V (dupla exponencial) e 884 V (quadrada) que é bem superior aos valores apresentados nas figuras 5.48 e 5.49, respectivamente, e bem próximo dos valores obtidos em simulação e nos ensaios de laboratório apresentados nas figuras 5.11, 5.13, 5.21 e 5.28. O pico de corrente é de 1,96 A (dupla exponencial) e 2 A (quadrada) que é aproximadamente o mesmo valor apresentado nas figuras 5.48 a 5.49, respectivamente, pois foram medidos da mesma maneira. As mudanças em relação às topologia com duas e três hastes foram muito sensíveis.

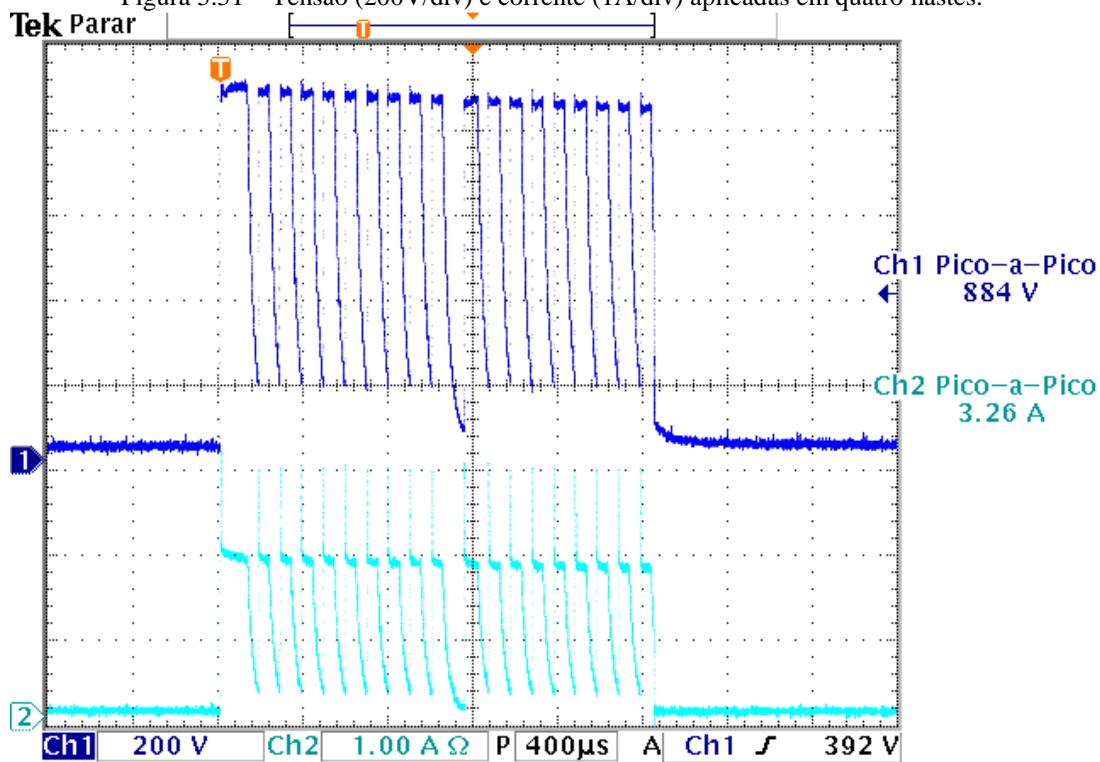
Figura 5.50– Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em quatro hastes.



10 jul. 2014
15:21:14

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.51 – Tensão (200V/div) e corrente (1A/div) aplicadas em quatro hastes.



1.18400ms

10 jul. 2014
15:46:16

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.6 Considerações Finais

Os resultados experimentais mostram que o conversor *boost* em cascata é capaz de fornecer uma onda dupla exponencial e uma onda quadrada para as quatro topologias distintas de sistemas de aterramento testadas. Pode-se observar que de acordo com a metodologia de ensaios apresentada na figura 5.30, o pico de tensão medido entre as hastes A (sistema de aterramento) e a haste P (auxiliar) tende a diminuir à proporção que o número de hastes no sistema de aterramento for aumentando. Segundo (KINDERMAMM; CAMPAGNOLO, 1995), isso acontece porque com um número maior de hastes a resistência de aterramento tende a ser menor, ou seja, a interligação de um determinado número de hastes em paralelo diminui sensivelmente o valor da resistência de aterramento. Logo, quanto maior o número de hastes menor será o valor de pico de tensão.

Através da comparação entre os resultados de experimentais de laboratório e de campo com os resultados de simulação, que são apresentados nas figuras 5.4 a 5.15, é possível verificar que estes são bastante aproximados. A simulação é uma poderosa ferramenta de análise prévia à construção do protótipo onde é possível verificar se as formas de onda se aproximam do desejado. Dessa forma, os resultados de simulação e experimentais obtidos foram utilizados para validar a análise teórica e o projeto do conversor.

CONCLUSÃO GERAL

Nessa dissertação, foram realizados a análise qualitativa e quantitativa do conversor, além do projeto e a implementação de um protótipo de um gerador de impulsos de tensão usando um conversor *boost* em cascata operando em MCD tendo como fonte primária uma fonte de alimentação CA de $110 V_{RMS}$ e, obtendo-se como resultado final, uma tensão dupla exponencial ou uma onda quadrada com um valor de pico de tensão de aproximadamente 900 V. A topologia proposta no trabalho é uma opção interessante para aplicação em um gerador de impulsos pelo fato apresentar um valor de pico de tensão elevado utilizando exclusivamente dispositivos semicondutores em detrimento das tradicionais *spark gaps* que apresentam diversos problemas ao longo de sua vida útil. O conversor poderia ser alimentado com a tensão da rede para obter um valor de tensão ainda maior, entretanto, devido às limitações de pico de corrente nas chaves semicondutoras, optou-se por uma entrada com menor valor para evitar a destruição das chaves.

Após a revisão bibliográfica que ajudou na proposição da topologia foi feito um estudo teórico do conversor *boost* em cascata em MCD. Esse estudo foi dividido em duas partes: a análise qualitativa onde foram demonstradas as etapas de operação do conversor e suas principais formas de onda teóricas, e a análise quantitativa onde foram apresentados os intervalos de tempos das etapas de operação, ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos principais componentes da topologia adotada. Após a conclusão do estudo teórico foi feito o projeto do circuito de potência dimensionando os componentes do circuito e fazendo a análise das perdas nos componentes do conversor.

A partir do projeto de potência e do projeto de controle em malha aberta pode-se experimentar o conversor proposto através de simulação computacional e da montagem de um protótipo em laboratório. Tanto a simulação quanto a experimentação respeitaram determinadas condições de testes. Durante a implementação prática em laboratório foram encontrados alguns problemas referentes a ruídos no sinal de controle que eventualmente provocaram chaveamentos incorretos e a queda de rendimento do conversor. Porém o problema com os ruídos foi minimizado com a adição de capacitores para filtrar o ruído do sinal de controle das chaves semicondutoras e entre os capacitores C1 – C6 do circuito de potência.

Os resultados de simulação e experimentais obtidos foram utilizados para validar a análise teórica e o projeto do conversor. Para os resultados experimentais, foram

feitos testes em laboratório e testes em campo utilizando topologias de aterramento como carga e os resultados obtidos comprovam o funcionamento da topologia junto à pesquisa sobre inspeção de sistemas de aterramento.

O impulso de tensão é responsável pela excitação do sistema de aterramento para que o mesmo possa ser devidamente avaliado. O sistema de aquisição de dados capta as formas de onda através dos sensores de corrente e de tensão e as envia ao *software* desenvolvido, que exibe e salva em um banco de dados todas as formas de onda medidas durante os ensaios. As pequenas mudanças nas formas de onda como no valor de pico, tempo de meia-onda e tempo de decaimento total são consequência dos parâmetros do solo além dos parâmetros do sistema de aterramento (tamanho das hastes, espaçamento, diâmetro, etc).

Dessa forma, ao aplicar a FFT no domínio da frequência no transiente de resposta do sistema de aterramento, o algoritmo inteligente, que usa um modelo classificador de padrões, é capaz de fornecer características do sistema de aterramento com uma margem de confiabilidade a fim de determinar qual a topologia está sendo utilizada evitando, portanto, a necessidade de escavações mecânicas no local para o mesmo fim. Segundo (SOUZA et.al, 2014a), nos primeiros 125 μ s após a aplicação do impulso, são coletadas 250 amostras, sendo 125 da tensão e 125 da corrente, que são transformadas para o domínio da frequência. Em seguida, estas características da FFT serão subtraídas de um modelo de referência, obtido através dos ensaios para treinamento do modelo classificador de padrões, e o resultado é devidamente analisado para que o software seja capaz de determinar as características do sistema de aterramento analisado.

O protótipo foi implementado e testado em campo pelo grupo de pesquisa em diversos terrenos com solos distintos para verificar o funcionamento geral do projeto e dar confiabilidade na realização dos ensaios. Nessa etapa de ensaios de campo, muitos empecilhos atrasaram os ensaios como: chuva, solos muito duros, hastes danificadas, dificuldade de realizar ensaios em subestações ou em regiões urbanizadas, transporte de material para as regiões de ensaio, riscos mecânicos, dentre outros. Após esta longa etapa de testes, pode-se concluir que o protótipo desenvolvido nessa dissertação é apropriado para funcionar em conjunto com um sistema de aquisição de dados e com um algoritmo inteligente que utiliza a técnica da FFT no domínio da frequência. Este algoritmo inteligente usa um modelo classificador de padrões para distinguir as diferentes topologias do sistema de aterramento e foi desenvolvido usando a plataforma LABVIEW e apresentado nos trabalhos de (SOUZA et.al, 2014a, 2014b).

SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões para trabalhos futuros e continuação no desenvolvimento de pesquisas a partir deste trabalho são apresentadas a seguir:

- Implementação do controle em malha fechada com o intuito de possibilitar flexibilidade na experimentação como a possibilidade de escolha de nível de tensão de aplicação.
- Desenvolver um gerador de impulsos cuja forma de onda da tensão dupla exponencial aplicada à carga esteja dentro das normas da IEC 60060-1.
- Utilizar o gerador de impulsos com um maior número de conversores *boost* em paralelo para obter um maior ganho de tensão.
- Desenvolver um gerador de impulsos de corrente de pequeno porte de forma a possibilitar o seu transporte para ensaios de campo.

TRABALHOS PUBLICADOS

Publicações realizadas durante o mestrado:

SANTOS, K.P.; NETO, T.R.F.; ROGRIGUES, E.M.; CRUZ, C.M.T.; SILVA, F.B. **Desenvolvimento de um gerador de impulsos de tensão que utiliza chaves semicondutoras para avaliação de sistemas de aterramento.** *In* SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS, 5., 2014, Foz do Iguaçu. Anais...Foz do Iguaçu: UNIOESTE, 2014.

SANTOS, K.P.; NETO, T.R.F.; CRUZ, C.M.T.; SILVA, F.B.; PONTES, R.S.T. **Voltage Impulse Generator using a boost converter array applied in electrical grounding systems.** *In*: Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2014, Juiz de Fora. Power Eletronics, 2012 (artigo submetido).

REFERÊNCIAS

ABDEL-SALAM, M; ANIS, H.; EL-MORSHEDY; A.; RADWAN, R. **High Voltage Engineering**. 2 ed. New York: Dekker, 2000, p.730.

AGILENT TECHNOLOGIES. Datasheet: **Agilent U2500A Series USB Modular Simultaneous Sampling Multifunction DAQ Devices** Rev. 2013. Disponível em: < www.agilent.com/find/U2500A>. Acesso em: 10 de dez. de 2013.

ATTMANN, F; SACK, M.; MÜLLER, G. **Spark gap erosion in Marx generator for electroporation**. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPAMENT (OPTIM, 2010)*, 12, 2010, v.1, p. 202-207.

AVAGO TECHNOLOGIES. Datasheet: **HCPL 3120 Gate Driver Optocoupler**. Disponível em: < http://www.avagotech.com/pages/en/optocouplers_plastic/plastic_integrated_gate_drive_optocoupler/hcpl-3120/>. Acesso em: 10 de jan. de 2014.

BAEK, J. W.; RYU, M. H.; YOO, D. W.; KIM, G. H. **High voltage pulse generator using boost converter array**. *In: ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON'2002)*, 28, 2002, v.1, p. 305-309.

BAEK, J. W.; YOO, D. W.; KIM, G. H.; LAI, J.S.L. Solid state marx generator using series-connected IGBTs, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2005, vol.33, n. 4, pp.1198-1204.

BALESTERO, J.P.R. **Conversor Buck usando célula de comutação de três estados**. 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.

BARBERINI, S.J. **Análise eletrodinâmica em estruturas de aterramento usando o método FDTD**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2005.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC–CC Básicos Não Isolados**. 3 ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2008. 380p.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. 2 ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2007. 332p.

BROWNLEE, T. Modern impulse generators for testing lighting arresters. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, 1942, v.61, n.8, p.539-544.

CENTRAL POWER RESEARCH INSTITUTE-INDIA. **Impulse Voltage Generator 3 MV**. Disponível em: <http://powermin.nic.in/ministry_of_power/power_plant equipments/pages/3%20MV%20150%20KJ%20Impulse%20Voltage%20Generator.htm>. Acesso em: 20 de out. de 2013.

EPCOS. **Folha de dados do capacitor B43501**. Rev. 2013. Disponível em: <http://www.epcos.com/inf/20/30/db/aec_2013/B43501.pdf>. Acesso em: 10 de jan. de 2014.

FILHO, V.S. **Aterramentos Elétricos – Conceitos Básicos, Técnicas de Medição e Instrumentação, Filosofias de aterramento**. São Paulo: Artliber Editora Ltda, 2002; 159p.

FILHO, V. S. **Descargas atmosféricas: uma abordagem de engenharia**. São Paulo: Artliber Editora Ltda, 2005, p. 272.

GIESSELMANN, M.; PALMER, B.; NEUBER, A.; DONLON, J.; **High voltage impulse generator using HV-IGBTs**. *In: IEEE PULSED POWER CONFERENCE*, 2005, p.763 – 766.

HALIM, N.H., AZMI, A., YAHYA.Y., ABDULLAH, F., OTHMAN, M., LAILI, M.S., **Development os a Small Scale Standart Lighting Impulse Current Generator**. *In: INTERNATIONAL POWER ENGINEERING AND OPTIMIZATION CONFERENCE (PEOCO2011)*, 5, 2011, Shah Alam, Malaysia, p.426 – 431.

HADDAD, A. GRIFFITHS, H., AHMEDA, M., HARID, N. **Experimental investigation of the impulse characteristics of practical ground electrodes systems**, *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HIGH VOLTAGE ENGINEERING AND APPLICATION CONFERENCE (ICHVE)*, 2010, New Orleans, US, pp. 469-472.

HART, D.W **Eletrônica de Potência – Análise e Projeto de Circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2011; 492p.

HARYONO, T.; SIRAIT, K.T.; TUMIRAN; BERAHIM, H. **The design of high amplitude impulse current generator**. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HIGH VOLTAGE ENGINEERING AND APPLICATION*, 2008, Chongqing, China, p.339-343.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC) **Std. 60060-1: High-voltage test techniques – Part 1: General definitions and test requirements** 3th ed. Geneva, 2010.

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS (INPE). **Grupo Eletricidade Atmosférica**. Disponível em: <<http://www.inpe.br/webelat/homepage/menu/relamp/relampagos/ocorrencia.na.terra.php>>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

KINDERMAMM, G.; CAMPAGNOLO, J.M. **Aterramento Elétrico**. 3 ed. Porto Alegre: Sacra DCLuzzatto, 1995. 214p.

KISHORE, N.K.; BHAKTA, P.; SHARAN, R.K. **On the Development of an Impulse Current Generator**. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELETROMAGNETIC INTERFERENCE AND COMPATIBILITY*, 1997, Hyderabad, p.401-406.

KUFFEL, E.; ZAENGL, W.S.; KUFFEL, J. **High Voltage Engineering: Fundamentals**. 2th ed. Woburn, Massachussets: Elsevier. 2005. p. 539.

LUCAS, J.R. **High Voltage Engineering** 2th ed. Moratuwa, Sri Lanka: 2005. p. 134.

MALONE, S.C., COSTA, E.C., FREIRE, R.C.S., BRITO, V.S., LIRA, G.R.S., GONÇALVES, M.F.B.R. **Avaliação experimental da impedância de um sistema de aterramento submetido a impulsos de corrente.** In SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS, 5., 2014, Foz do Iguaçu. Anais...Foz do Iguaçu: UNIOESTE, 2014.

MICROCHIP. Datasheet: **Microcontrollers PIC 16F87XA.** Rev. 2003. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582b.pdf>>. Acesso em: 10 de jan. de 2014.

NAIDU, M. S.; KAMARAJU, V. **High Voltage Engineering.** 4th ed. New Delhi: McGraw-Hill Publishing Company Limited. 2009. p. 474.

NOGUEIRA, P.J.C. **Influência da estratificação do solo na impedância impulsiva de aterramentos de linhas de transmissão.** 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2002.

OKAMURA, K.; KURODA, S.; MAEYAMA, M. **Development of the high repetitive impulse voltage generator using semiconductor switches.** In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 12.,1999, v. 2, Monterey, USA, p.807-810.

OPPENHEIM, A.V.; WILLSKY, A. S. **Sinais e Sistemas.** 2 ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. 565p.

PATTANADECH, N., YUTTHAGOWITH, P., **A program for Design of Impulse Current Generator Circuits.** In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONDITION MONITORING AND DIAGNOSIS, 2008, Beijing, China, p.830 – 833.

POMÍLIO, J.A. **Fontes Chaveadas.** FEE 13/95. Rev,2010. Campinas, 2010. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>>. Acesso em: 12 de jan. de 2014.

RASHID, M.H., **Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications Handbook.** 3th ed. New Jersey: Elsevier, 2011; 1192p.

REDONDO, L.M.; MARGATO, E.;; SILVA, J.F. **Geradores pulsados de alta tensão baseados em semicondutores.** In: CONFERÊNCIA CIENTÍFICA E TECNOLÓGICA EM ENGENHARIA DO INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA, 2002, Lisboa, p.01-08.

SANTOS, K.P.; NETO, T.R.F.; RODRIGUES, E.M.; CRUZ, C.M.T.; SILVA, F.B. **Desenvolvimento de um gerador de impulsos de tensão que utiliza chaves semicondutoras para avaliação de sistemas de aterramento.** In SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS, 5., 2014, Foz do Iguaçu. Anais...Foz do Iguaçu: UNIOESTE, 2014.

SOUZA, F.A.A.S.; NETO, T.R.F.; SILVA, F.B.; RODRIGUES, E.M.; PONTES, R.S.T. **Exploiting the impulse response of grounding systems for automatic classification of grounding topologies.** In INTERNATIONAL CONFERENCE ON GROUNDING AND EARTHING, 9, INTERNATIONAL CONFERENCE ON LIGHTNING PHYSICS AND EFFECTS, 6, 2014, Manaus. Anais...Manaus, 2014a.

SOUZA, F.A.A.S.; CASTRO, J.A.; SILVA, F.B.; RODRIGUES, E.M.; PONTES, R.S.T.; NETO, T.R.F. **Metodologia para avaliação de sistemas de aterramento utilizando correntes impulsivas e classificadores de padrões.** In SEMINÁRIO NACIONAL DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, XXI, 2014, Santos. Anais...Santos, 2014b.

ST MICROELECTRONICS. Datasheet: **MOSFET STP4N150.** Rev. 2009. Disponível em: <<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00050744.pdf>>. Acesso em: 10 de jan. de 2014.

ST MICROELECTRONICS. Datasheet: **Positive Voltage Regulator 7815.** Rev. 2014. Disponível em: <<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00050744.pdf>>. Acesso em: 10 de mar. de 2014.

TELLÓ, M; DIAS, G.A.D.; RAIZER, A.; ALMAGUER, H.D.; MUSTAFA, T.I.; COELHO, V.L. **Aterramento Elétrico Impulsivo em Baixa e Altas Frequências.** 1 ed. Porto Alegre: Edipucrs, 2007. 300p.

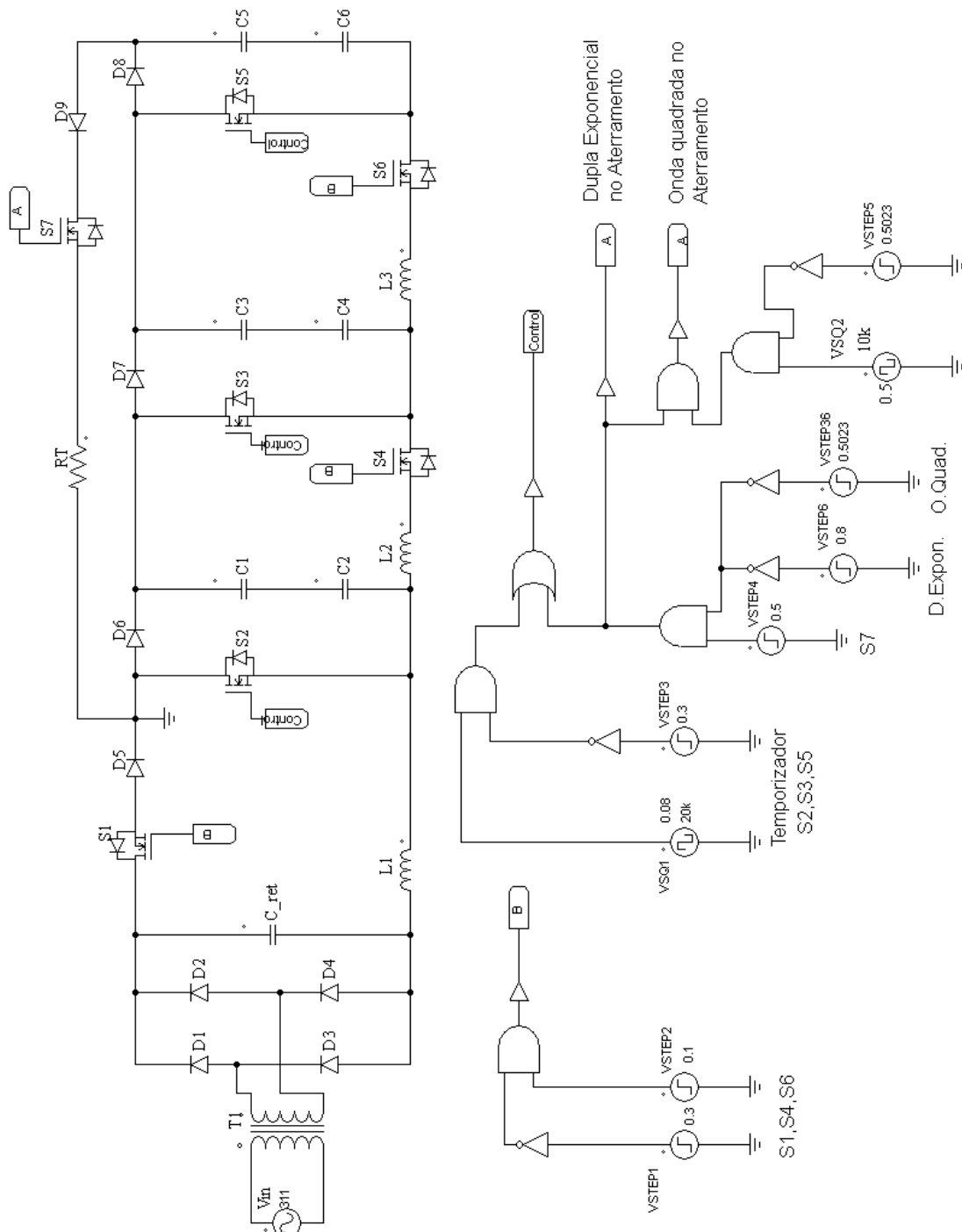
THORNTON ELETRÔNICA LTDA. **Catálogo de Núcleos de Ferrite.** 2008. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 13 de mar. de 2013.

W.S.TEST SYSTEMS. **Impulse Voltage Generator 1200 kV.** 2013. Disponível em: <<http://www.wstestsystems.com/whatsnew.htm>>. Acesso em: 10 de jan. de 2014.

VISHAY. UF 5408. Datasheet: **Soft Recovery Ultrafast Plastic Rectifier.** Rev. 2012. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/88756/uf5400.pdf>>. Acesso em: 10 de jan. de 2014.

APÊNDICE A – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO

Figura A.1 – Circuito de simulação do conversor boost em cascata.

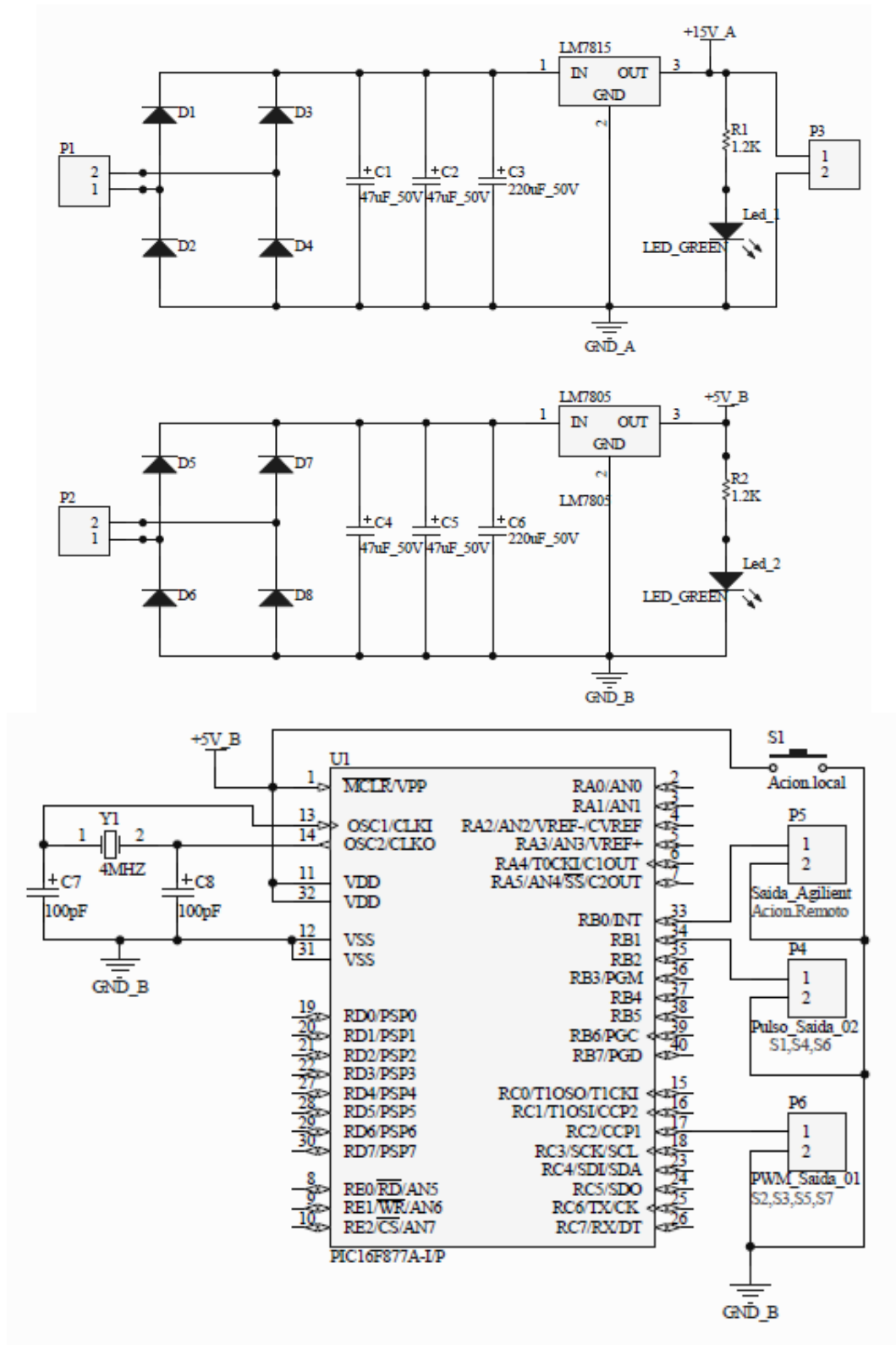


Fonte: Elaborada pelo autor.

$C1 = 330 \mu\text{F}$	$C4 = 330 \mu\text{F}$	$L1 = 200 \mu\text{L}$	$R_T = 400\Omega$
$C2 = 330 \mu\text{F}$	$C5 = 330 \mu\text{F}$	$L2 = 200 \mu\text{L}$	$C_{ret} = 330 \mu\text{F}$
$C3 = 330 \mu\text{F}$	$C6 = 330 \mu\text{F}$	$L3 = 200 \mu\text{L}$	

APENDICE B – MICROCONTROLADOR

Figura B.1 – Diagrama esquemático da placa do microcontrolador.

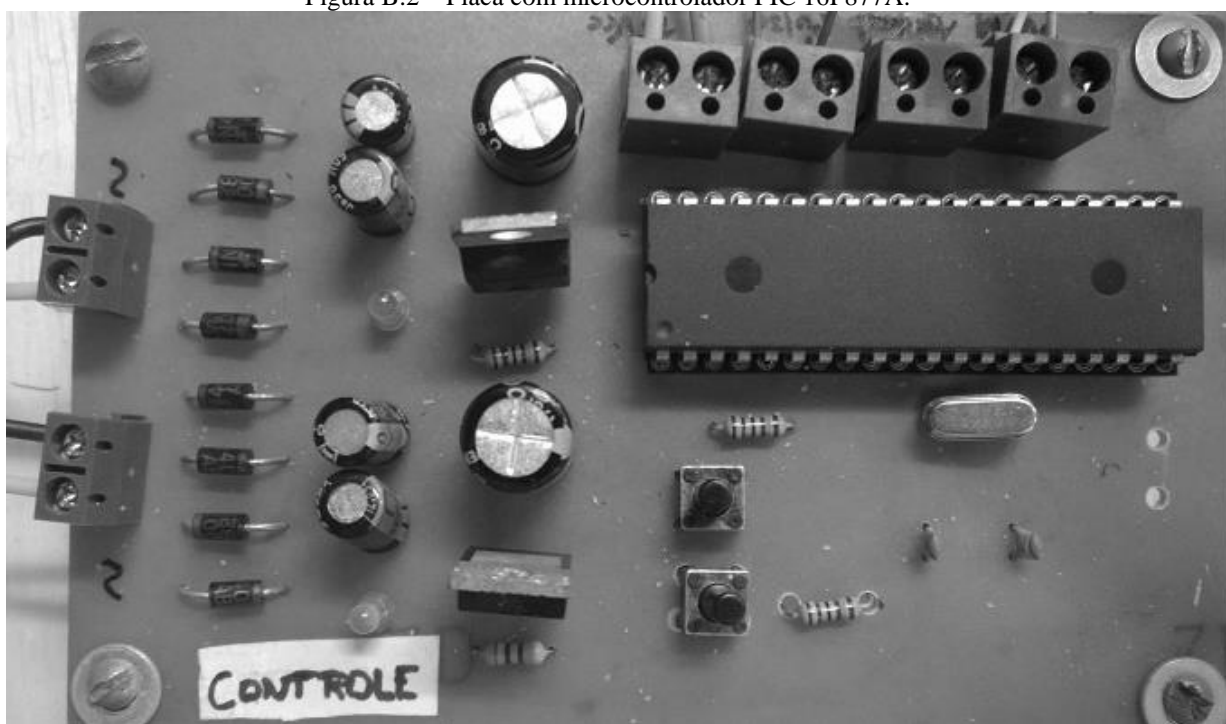


Fonte: Elaborada pelo autor.

APENDICE B – MICROCONTROLADOR

O microcontrolador PIC 16F877A da *Microchip* foi adotado para que possa acionar as chaves semicondutoras. É um microcontrolador da família de 8 *bits*, logo a sua Unidade Aritmética e Lógica só tem a capacidade de processar palavras de no máximo 8 *bits*. A memória de programa deste microcontrolador PIC é do tipo *Flash* (representado pela letra F). Possui 40 pinos na sua construção, 05 terminais de entradas/saídas digitais, 08 terminais de entradas/saídas analógicas, 03 *timers*, dentre outros (MICROCHIP, 2014). A figura B.2 apresenta a placa com o microcontrolador após a sua montagem.

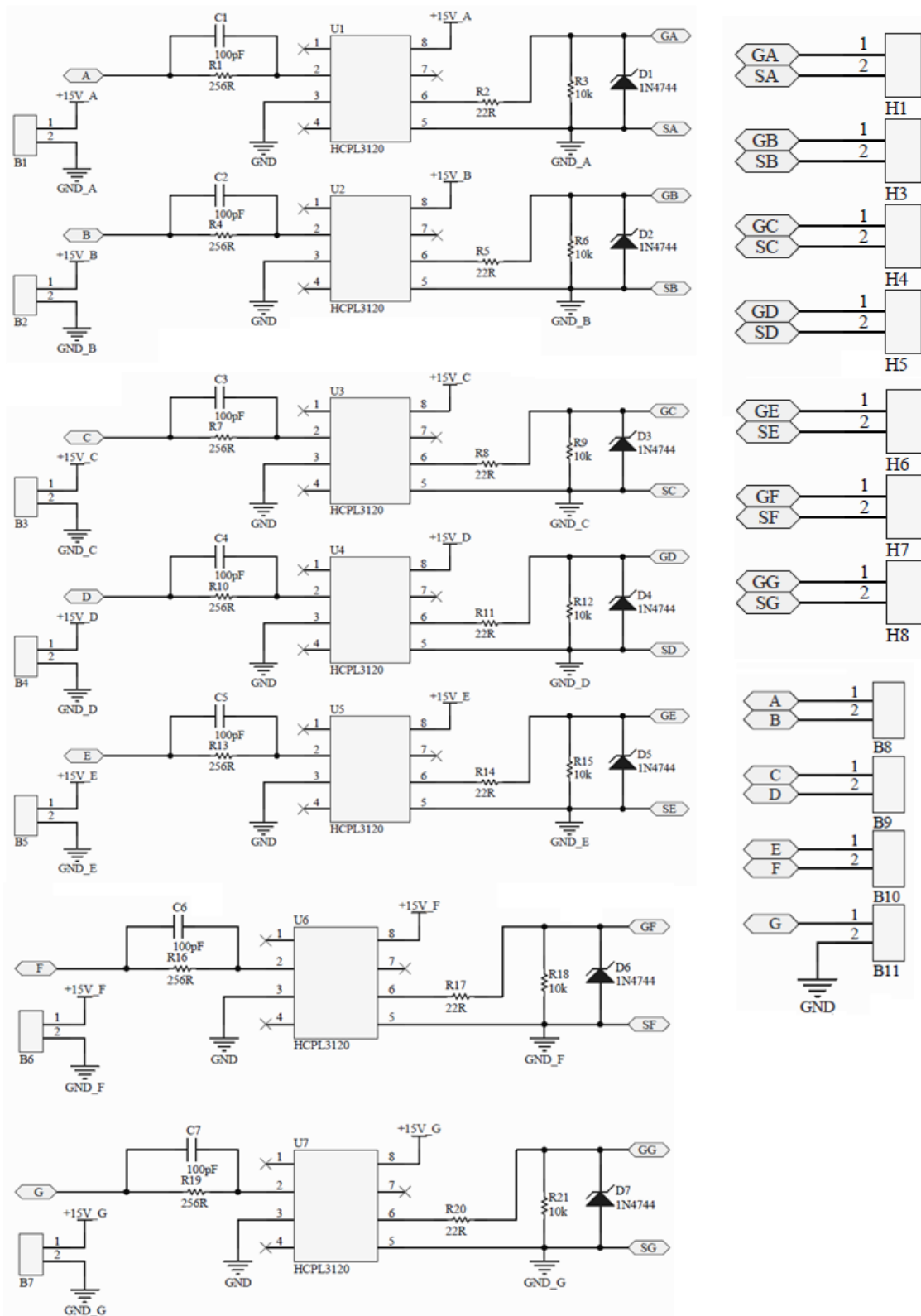
Figura B.2 – Placa com microcontrolador PIC 16F877A.



Fonte: Elaborada pelo autor.

APENDICE C – OPTOACOPLADORES

Figura C.1 – Diagrama esquemático da placa com os optoacopladores.

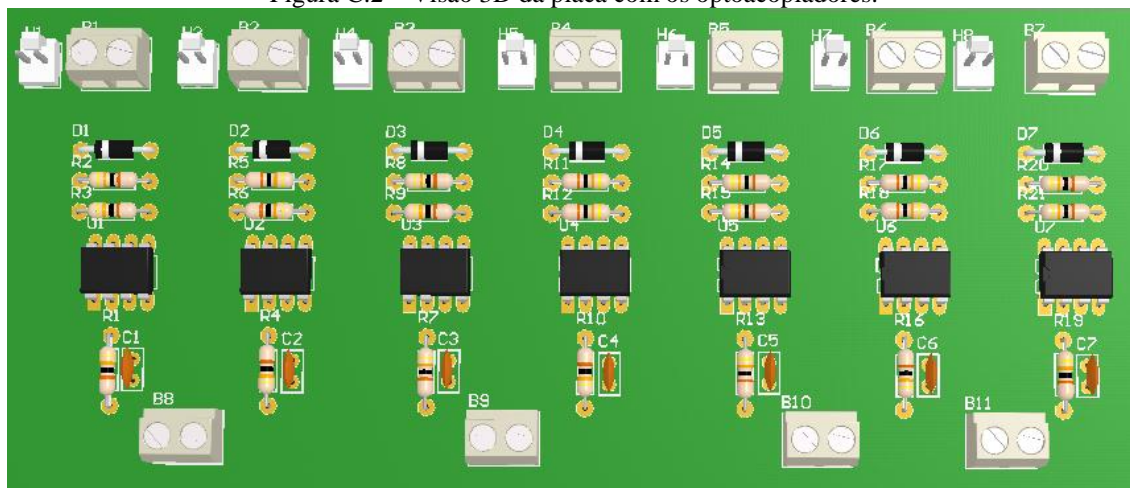


Fonte: Elaborada pelo autor.

APENDICE C – OPTOACOPLADORES

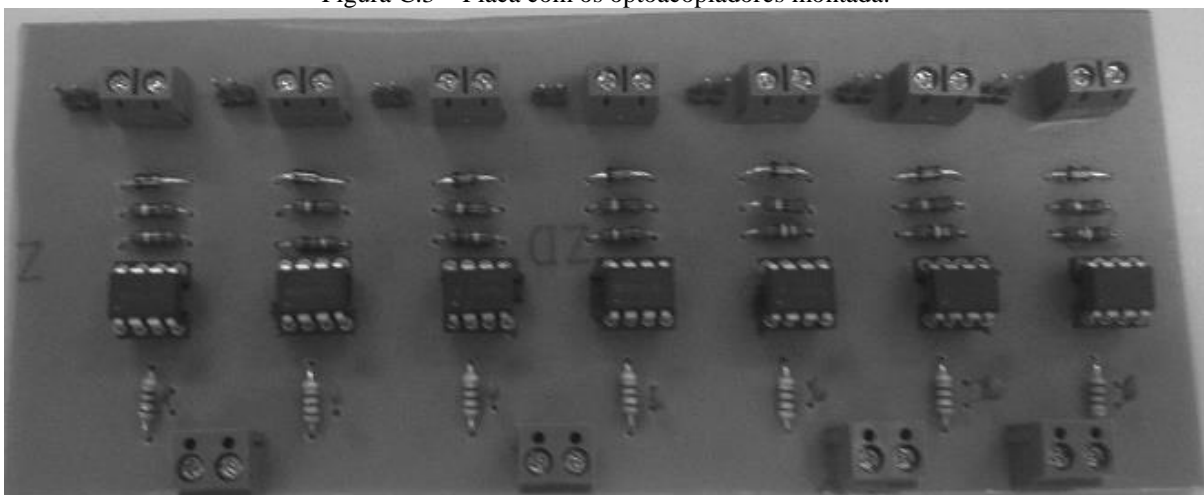
Foram utilizados no projeto optoacopladores modelo HCPL 3120 do fabricante *Avago Technologies*. O mesmo foi adotado devido a sua capacidade de isolamento de sinais de até 1 kV. Durante a etapa de testes a presença de ruído foi um dos fatores que prejudicou o a qualidade das medições no protótipo. Este problema foi resolvido inserindo-se um capacitor de 10 nF em paralelo com os diodos D1 a D7 da figura C.2 que apresenta a visão 3D da placa com os optoacopladores usando o *software Altium Designer versão 10* (AVAGO TECHNOLOGIES, 2014). A figura C.3 apresenta a placa com os optoacopladores já montada.

Figura C.2 – Visão 3D da placa com os optoacopladores.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura C.3 – Placa com os optoacopladores montada.

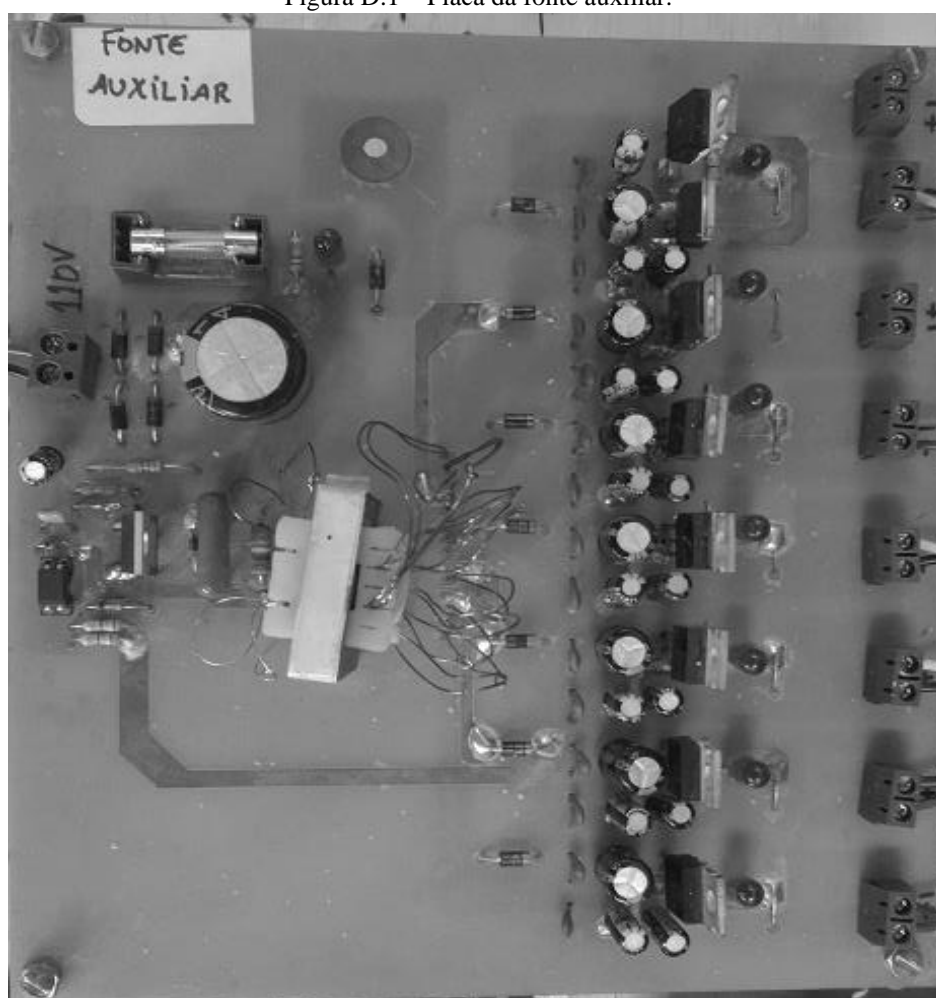


Fonte: Elaborada pelo autor.

APENDICE D – FONTE AUXILIAR

Para a fonte auxiliar foi adotada a topologia de um conversor *CC/CC flyback* que apresenta as seguintes características: baixo custo, saídas múltiplas, largamente usadas em fontes com potência menor que 100 W. A Figura D.1 apresenta a vista da placa da fonte auxiliar montada. Para minimizar os ruídos da placa, os cabos da saída da fonte auxiliar foram trançados.

Figura D.1 – Placa da fonte auxiliar.

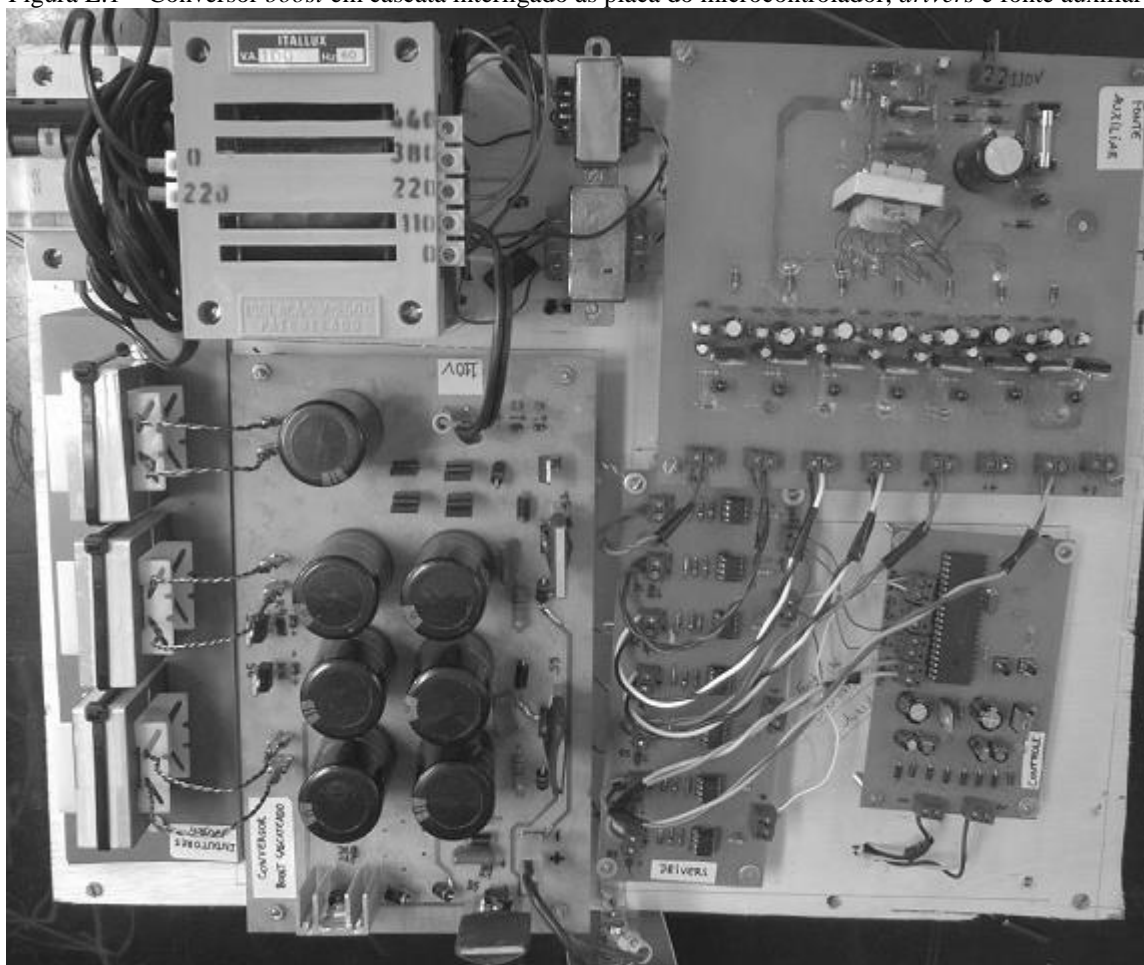


Fonte: Elaborada pelo autor.

APENDICE E – PROJETO MONTADO PARA TESTES EM LABORATÓRIO

A figura E.1 apresenta o protótipo montado em laboratório para testes. A placa com o conversor *boost* em cascata está ligada à placa com os optoacopladores e com a alimentação principal. A placa com os optocopladores é ligada à placa de fonte auxiliar e à placa com o microcontrolador PIC 16F877A. As dimensões do projeto são de 40 x 40 cm.

Figura E.1 – Conversor *boost* em cascata interligado às placa do microcontrolador, *drivers* e fonte auxiliar.

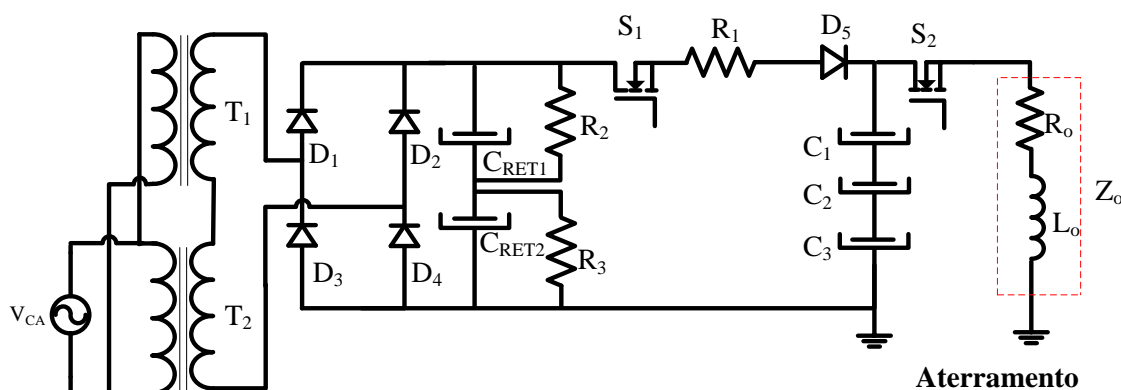


Fonte: Elaborada pelo autor.

APENDICE F – GERADOR DE IMPULSOS DE TENSÃO QUE UTILIZA TRANSFORMADORES ELEVADORES

Assim como explicado no capítulo 01, algumas topologias fazem uso de transformadores elevadores que tem a grande vantagem de poder elevar a tensão com um dispositivo facilmente encontrado no mercado, consegue suportar surtos, isola o circuito de chaveamento da rede e é um dispositivo relativamente simples. Entretanto, são componentes muito pesados e dependendo da potência e frequência de operação, são caros. Para o desenvolvimento do projeto de pesquisa e desenvolvimento P&D – 0039-0045/2011 – Inspeção de Sistemas de Aterramento junto a COELCE foram analisadas algumas possibilidades de gerador de impulsos de tensão para que fosse possível o estudo do sistema de aterramento. A mais importante foi a topologia apresentada no trabalho de (SANTOS *et al.*, 2014). O mesmo utiliza um banco de transformadores em série para elevar a tensão de carregamento do banco de capacitores representado por C_1 – C_3 que está representada na figura F.1. Devido a sua velocidade de chaveamento e facilidade no circuito de controle foram utilizados MOSFETs como chaves representadas por S_1 e S_2 . Quando S_1 está fechada e S_2 aberta, o banco de capacitores é carregado. Ao contrário, quando S_2 está fechada e S_1 aberta, o banco de capacitores se descarrega no sistema de aterramento que é representado por Z_0 . O gerador de impulsos de tensão utilizando um conversor *boost* em cascata foi desenvolvido a partir de aprendizados obtidos com o projeto da figura F.1.

Figura F.1 – Gerador de impulsos de tensão que utiliza transformadores e dispositivos semicondutores.



Fonte: (SANTOS *et al.*, 2014).