

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA UPS ON-LINE
COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO CÉLULA A
COMBUSTÍVEL COMO FONTE AUXILIAR DE ENERGIA**

RENATO SANTIAGO MACIEL

Uberlândia
2019

RENATO SANTIAGO MACIEL

**ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA UPS ON-LINE
COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO CÉLULA A
COMBUSTÍVEL COMO FONTE AUXILIAR DE ENERGIA**

Tese de Doutorado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistema de energia elétrica.

Orientador: Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Dr. João Batista Vieira Júnior.

Banca Examinadora:

Dr. Antônio de Padua Finazzi (UFMT)

Dr. Danillo Borges Rodrigues (UFTM)

Dr. Gustavo Brito de Lima (UFU)

Dr. Helder Cruz da Silva (UFAM)

Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (UFU)

Uberlândia
2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

M152a Maciel, Renato Santiago, 1990-
2019 Análise, projeto e desenvolvimento de um sistema UPS on-line com elevado fator de potência utilizando célula a combustível como fonte auxiliar de energia [recurso eletrônico] / Renato Santiago Maciel. - 2019.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: João Batista Vieira Júnior.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.te.2019.313>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Sistemas ininterruptos de energia. 3. Células à combustível. 4. Eletrônica de potência. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976- (Orient.) II. Vieira Júnior, João Batista, 1955- III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro - CRB6/1262

DEDICATÓRIA

*Aos meus pais Raquel e Hélio,
à minha namorada Lorena,
à minha família e amigos.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus pela oportunidade, por colocar pessoas especiais em meu caminho e pela força fornecida nos momentos difíceis, para nunca desistir.

Ao professor orientador Luiz Carlos Gomes de Freitas, que se tornou um grande amigo que durante estes anos de convivência e que desde da época de iniciação científica acreditou na minha capacidade e muito me ensinou. Obrigado pela sua dedicação, ensinamentos, competência e especial atenção nas revisões e sugestões, fatores fundamentais para a conclusão deste e outros trabalhos.

Aos meus pais Raquel e Hélio, pelo carinho, amor, pelos sacrifícios e renúncias realizados ao longo da minha vida para me proporcionar uma boa formação acadêmica. Sua preocupação especial é que me fazem ser um cidadão honesto e de bem. Infelizmente meu pai não se encontra mais entre nós, porém sei que ele ficaria orgulhoso por mais essa conquista e que ele deve estar muito feliz a onde ele estiver por esta realização.

À minha namorada Lorena, por ter me apoiado e acompanhado desde o inicio desta trajetória, sempre trabalhando junto comigo. Obrigado pelo amor, carinho, compreensão, conselhos, dedicação e por me fazer um homem realizado. Todo este percurso sem você não teria sentido.

Ao professor Luiz Carlos de Freitas, uma referência de pessoa e profissional. Obrigado pelas discussões, desafios e ensinamentos, que contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

A todos meus amigos do laboratório Augusto, Danillo, Gustavo, Welker, Admarço, Fernando, Lucas, Fabrício, Leandro, Adjeferson, Daniel, Pedro Augusto, , Antônio, Lucas, Cláudio e Henrique. Todas as trocas de conhecimento foram uma das maiores fontes de aprendizado nestes anos.

A todos os amigos e familiares que contribuíram direta ou indiretamente na realização desse trabalho, incentivando e torcendo por sua conclusão.

Ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, à FAPEMIG - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais e à CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo suporte financeiro para construção e análise experimental do protótipo e publicação.

“Alguns homens veem as coisas como são, e dizem ‘Por quê?’ Eu sonho com as coisas que nunca foram e digo ‘Por que não?’”

(George Bernard Shaw)

RESUMO

Este trabalho consiste no o desenvolvimento experimental de um sistema UPS do tipo *on-line* utilizando uma célula a combustível como fonte auxiliar de energia, assim como no desenvolvimento e implementação de uma técnica de controle digital utilizando DSP (Digital Signal Processor) que utiliza o método de controle por corrente média para o conversor pré-regulador Boost, impondo corrente senoidal na rede CA de forma a respeitar os limites de distorção harmônica de correntes impostos pela norma IEC 61000-3-2, e obter alto fator de potência e utiliza um controle de malha aberta bipolar para o inversor de saída Full-bridge sendo capaz de promover a continuidade e qualidade de suprimento de energia entregue de cargas consideradas essenciais.

O princípio de funcionamento do sistema UPS proposto é detalhadamente descrito neste trabalho, contendo análise qualitativa e quantitativa, especificações de projeto e resultados de simulação e experimentais obtidos com a implementação de um protótipo de 500 W.

Palavras chaves: Conversor Boost, Célula a combustível, Pré-regulador, Correção do Fator de Potência, Controle por corrente média, Sistemas Ininterruptos de Suprimento de Energia, Célula de Comutação Suave.

ABSTRACT

This work presents the development of an experimental on-line UPS system using a fuel cell as an auxiliary power supply, as well as the development and implementation of a digital DSP (Digital Signal Processor) control technique that uses the method of average current for the front-end Boost converter, imposing a sinusoidal current in the AC network in order to respect the harmonic distortion limits of currents imposed by the standard IEC 61000-3-2 and obtain a high power factor and a bipolar open-loop control for the Full-bridge inverter that is able to guarantee the continuity and quality of the power supply for essential loads.

Detailed the operation principle of the proposed UPS system, qualitative and quantitative analysis, design specifications, simulation and experimental results obtained from the implementation of a 500W prototype are presented.

Keywords: Boost converter, Fuel Cell, Front-end Converter, Power Factor Correction, Average Current Control, Uninterrupted Power Supply, Passive Resonant Cell.

Lista de Figuras

FIGURA 1.1 – CONVERSOR BOOST PROPOSTO EM (MACIEL, 2014).....	28
FIGURA 1.2 – SISTEMA UPS COM A TOPOLOGIA REARRANJADA.....	28
FIGURA 1.3 - ESTRUTURA CONTROLE DO CONVERSOR BOOST APRESENTADO EM (MACIEL, DE FREITAS, <i>ET AL.</i> , 2014).....	29
FIGURA 1.4 - CIRCUITO ANALÓGICO PARA ACIONAMENTO DA CHAVE S_1	29
FIGURA 1.5 – CORRENTE DE REFERÊNCIA.....	30
FIGURA 1.6 - (A) CORRENTE DRENADA DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL SEM A MODIFICAÇÃO DA REFERÊNCIA. (B) CORRENTE DRENADA DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL COM A MODIFICAÇÃO DA REFERÊNCIA.	31
FIGURA 1.7 – ANÁLISE COMPARATIVA DE RENDIMENTO ENTRE OS CONTROLES.....	31
FIGURA 1.8 - (A) PROTÓTIPO SISTEMA UPS ON-LINE PROPOSTO. (B) PROTÓTIPO SISTEMA UPS ON-LINE ANTIGO (MACIEL, COSTA, <i>ET AL.</i> , 2015).....	33
FIGURA 1.9 – ANÁLISE COMPARATIVA DE RENDIMENTO ENTRE PROTÓTIPOS.....	33
FIGURA 2.1 - CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA SR-ZCS-ZVS.....	36
FIGURA 2.2 – SISTEMA UPS PROPOSTO.....	37
FIGURA 2.3 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DO BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM.....	39
FIGURA 2.4 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO CONVERSOR BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E REGIME PERMANENTE.....	41
FIGURA 2.5 - - CIRCUITO DA PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_0 - T_1$).....	42
FIGURA 2.6 - - CIRCUITO EQUIVALENTE DA SEGUNDA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_1 - T_2$).....	44
FIGURA 2.7 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_2 - T_3$).....	47
FIGURA 2.8 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA QUARTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_3 - T_4$).....	48
FIGURA 2.9 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA QUINTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_4 - T_5$).....	49
FIGURA 2.10 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA SEXTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_5 - T_6$).....	50
FIGURA 2.11 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA SÉTIMA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_6 - T_7$).....	51
FIGURA 2.12 - CIRCUITO DA PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_0 - T_1$).....	52
FIGURA 2.13 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA SEGUNDA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_1 - T_2$).....	54
FIGURA 2.14 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_2 - T_3$).....	56
FIGURA 2.15 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA QUARTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_3 - T_4$).....	57
FIGURA 2.16 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA QUINTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_4 - T_5$).....	58
FIGURA 2.17 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA SEXTA ETAPA DE FUCIONAMENTO ($T_5 - T_6$).....	59
FIGURA 2.18 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA SÉTIMA ETAPA DE FUNCIONAMENTO ($T_6 - T_7$).....	60
FIGURA 2.19 - PLANO DE FASE DA MALHA $L_R - C_R$ DO CONVERSOR BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM.....	61
FIGURA 2.21 - GRÁFICO DA RAZÃO CÍCLICA EM FUNÇÃO DA CONDUTÂNCIA NORMALIZADA A PARA DIFERENTES VALORES DE GANHO.	63
FIGURA 3.1 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO INVERSOR FULL-BRIDGE.....	70
FIGURA 3.2 – MODULAÇÃO PWM SENOIDAL BIPOLAR.....	71
FIGURA 3.3 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DO INVERSOR FULL-BRIDGE.....	73

FIGURA 3.4 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO INVERSOR FULL-BRIDGE OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E REGIME PERMANENTE.	73
FIGURA 3.5 - CIRCUITO DA PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR ($T_0 - T_1$).	74
FIGURA 3.6 - CIRCUITO DA SEGUNDA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR ($T_1 - T_2$).	75
FIGURA 3.7 - CIRCUITO DA TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR ($T_2 - T_3$).	77
FIGURA 3.8 - CIRCUITO DA QUARTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR ($T_3 - T_4$).	78
FIGURA 4.1 - STARTUP CÉLULA A COMBUSTÍVEL.	99
FIGURA 5.1 – SINAIS PWM DE CONTROLE.	107
FIGURA 5.2 - MÉTODO DE CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA.	108
FIGURA 5.3 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE.	109
FIGURA 5.4 - LUGARES DA RAÍZES E DIAGRAMA DE BODE DA MALHA INTERNA DE CORRENTE NÃO CONTROLADA.	112
FIGURA 5.5 - RESPOSTA EM DEGRAU UNITÁRIO DA MALHA INTERNA DE CORRENTE NÃO CONTROLADA.	112
FIGURA 5.6 - LUGARES DA RAÍZES E DIAGRAMA DE BODE DA MALHA EXTERNA DE TENSÃO NÃO CONTROLADA.	113
FIGURA 5.7 - RESPOSTA EM DEGRAU UNITÁRIO DA MALHA EXTERNA DE TENSÃO NÃO CONTROLADA.	113
FIGURA 5.8 - LUGARES DA RAÍZES E DIAGRAMA DE BODE DA MALHA INTERNA DE CORRENTE CONTROLADA.	115
FIGURA 5.9 - RESPOSTA EM DEGRAU UNITÁRIO DA MALHA INTERNA DE CORRENTE CONTROLADA.	115
FIGURA 5.10 - LUGARES DA RAÍZES E DIAGRAMA DE BODE DA MALHA INTERNA DE CORRENTE CONTROLADA.	116
FIGURA 5.11 - RESPOSTA EM DEGRAU UNITÁRIO DA MALHA EXTERNA DE TENSÃO CONTROLADA.	116
FIGURA 5.12 - DIAGRAMA DO SISTEMA EM MALHA FECHADA.	117
FIGURA 5.13 - RESPOSTA DO SISTEMA EM MALHA FECHADA.	117
FIGURA 5.14 - FLUXOGRAMA DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE.	121
FIGURA 5.15 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO SISTEMA DE CONTROLE.	121
FIGURA 5.16 - CIRCUITO ANALÓGICO PARA ACIONAMENTO DA CHAVE S_1	122
FIGURA 6.1 - CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST.	125
FIGURA 6.2 - CIRCUITO DE CONTROLE DO CONVERSOR PROPOSTO.	125
FIGURA 6.3 – TENSÃO NA CHAVE PRINCIPAL (VS_1), CORRENTE NA CHAVE PRINCIPAL (IS_1), PULSO NA CHAVE PRINCIPAL (V_{GATES1}), POTÊNCIA DA CHAVE PRINCIPAL (POT_{S1}).	126
FIGURA 6.4 - TENSÃO NA CHAVE AUXILIAR (VS_2), CORRENTE NA CHAVE AUXILIAR (IS_2), PULSO NA CHAVE AUXILIAR (V_{GATES2}), POTÊNCIA DA CHAVE AUXILIAR (POT_{S2}).	126
FIGURA 6.5 – FORMAS DE ONDA DE CORRENTE E TENSÃO DO SISTEMA PROPOSTO EM CONDIÇÃO NOMINAL.	127
FIGURA 6.6 - ENSAIO DEGRAU DE CARGA DE 50% PARA 100%.	128
FIGURA 6.7 - SIMULAÇÃO DA QUEDA DA REDE CA DE ALIMENTAÇÃO. FONTE: DADOS DO PRÓPRIO AUTOR.	128
FIGURA 6.8 - TENSÃO DE ENTRADA DISTORCIDA E TENSÃO SAÍDA DA UPS PROPOSTA. FONTE: DADOS DO PRÓPRIO AUTOR.	129
FIGURA 6.9 - PROTÓTIPO DO SISTEMA UPS PROPOSTO.	130
FIGURA 6.10 - PLACA DO CIRCUITO DE GATILHO SKHI 10OP DA SEMIKRON.	131
FIGURA 6.11 - FONTE PARA GATE DRIVER SKHI PS2 DA SEMIKRON.	131
FIGURA 6.12 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS DIGITAIS.	131

FIGURA 6.13 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS ANALÓGICOS.	132
FIGURA 6.14 - TENSÃO DE ENTRADA, CORRENTE DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA.....	133
FIGURA 6.15 - ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA COMPARADA COM A RESTRIÇÕES DE HARMÔNICO DE CORRENTE IMPOSTA PELA NORMA IEC 61000-3-2.....	133
FIGURA 6.16 - TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE PRINCIPAL S ₁	134
FIGURA 6.17 - TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE AUXILIAR S ₂	134
FIGURA 6.18 - CORRENTE DE ENTRADA, TENSÃO DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA DURANTE O ENSAIO EXPERIMENTAL DE UM DEGRAU DE CARGA DE 50%.....	135
FIGURA 6.19 - CORRENTE DE ENTRADA, CORRENTE NO SUPERCAPACITOR, TENSÃO DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA DURANTE O ENSAIO EXPERIMENTAL DA QUEDA DA REDE CA DE ALIMENTAÇÃO.....	135
FIGURA 6.20 - CORRENTE DE ENTRADA E TENSÕES DE SAÍDA COM A TENSÃO DE ENTRADA APRESENTADO SEVERAS DISTORÇÕES.....	136
FIGURA 6.21 - ANÁLISE COMPARATIVA DE RENDIMENTO ENTRE OS CONVERSORES.	136
FIGURA 6.22 - DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE E FATOR DE POTÊNCIA EM RELAÇÃO A POTÊNCIA DE SAÍDA.	137

LISTA DE TABELAS

TABELA 1.1 - COMPARAÇÃO ENTRE BATERIA E PEMFC (<i>PROTON EXCHANGE MEMBRANE FUEL CELLS</i>)	25
TABELA 1.2 – VALORES APROXIMADOS DOS COMPONENTES RETIRADOS DO SISTEMA.	32
TABELA 4.1 – ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DO CONVERSOR BOOST.	86
TABELA 4.4 – ESPECIFICAÇÕES MOSFET IRFP 460.	98
TABELA 4.5 - PARÂMETROS SUPERCAPACITOR RSC2R7407SR (IOXUS)	101
TABELA 4.6 – ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DO INVERSOR FULL-BRIDGE.	102
TABELA 4.7 - PARÂMETROS DO PROJETO.....	106
TABELA 5.1 - VARIÁVEIS PARA A EXECUÇÃO DO CÓDIGO DE CONTROLE.	120

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A	Ampère, unidade de corrente elétrica
a	Terminal ativo
A_{cu}	Área do cobre
A_e	Área efetiva do núcleo magnético
A_l	Fator de indutância
A_p	Tamanho do núcleo de ferrite
atm	Atmosfera, unidade de pressão
b	Terminal comum
B_{max}	Densidade máxima de fluxo magnético
B_{sat}	Densidade de saturação de fluxo magnético
C	Capacitância equivalente da célula a combustível
C_{0boost}	Capacitor de saída do conversor Boost
C_{0inv}	Capacitor de saída do inversor Full-bridge
CA	Corrente alternada
CC	Corrente Contínua
$C_i(s)$	Controlador da malha de corrente no indutor (domínio s)
$C_i(z)$	Controlador da malha de corrente no indutor (domínio z)
C_{O2}	Concentração de oxigênio
cpk	amplitude onda triangular
C_r	Capacitor Ressonante
$C_v(s)$	Controlador da malha de tensão de saída (domínio s)
$C_v(z)$	Controlador da malha de tensão de saída (domínio z)
C_{sc}	Supercapacitor
$^{\circ}$	Graus, unidade de temperatura
D	Razão cíclica do conversor Boost
D_{inv}	Razão cíclica do inversor Full-bridge
D_0	Díodo de saída
D_1	Díodo de conexão da fonte auxiliar
D_2	Díodo da célula SR-ZCS-ZVS
D_3	Díodo 3 do inversor Full-Bridge

D_4	Díodo 4 do inversor Full-Bridge
D_5	Díodo 5 do inversor Full-Bridge
D_6	Díodo 6 do inversor Full-Bridge
DC	Direct Current
DEC	Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
DHTV	Distorção harmônica total de tensão
DSP	Digital Signal Processor
E	Energia armazenada no indutor
E_0	Tensão teórica máxima da célula a combustível em circuito aberto
E_N	Tensão da célula a combustível a vazio
F	Farad, unidade de capacitância
F	Constante de Faraday
f_0	Frequência da tensão de saída
F_{activ}	Perdas por ativação
F_{conc}	Perdas por concentração
FP	Fator de potência
f_r	Frequência de ressonância
$f_{S(\text{boost})}$	Frequência de chaveamento do conversor Boost
$f_{S(\text{inv})}$	Frequência de chaveamento do inversor Full-bridge
G	Ganho estático
g	Gramas, unidade de massa
$G_{\text{id}}(s)$	Função de transferência para o controle da corrente no indutor
$G_{\text{vi}}(s)$	Função de transferência para o controle da tensão de saída
H	Henry, unidade de indutância
Hz	Hertz, unidade de frequência
I_0	Corrente circulante no indutor Boost
I_{cell}	Corrente fornecida pela célula a combustível
$I_{\text{Cinv(rms)}}$	Corrente eficaz do capacitor de filtro do inversor Full-bridge
i_{Cr}	Corrente capacitor ressonante
ID_0	Corrente do diodo de saída do conversor Boost
$ID_{0(\text{max})}$	Corrente máxima do diodo de saída do conversor Boost
$ID_{0(\text{med})}$	Corrente média do diodo de saída do conversor Boost

$ID_{0(\text{rms})}$	Corrente eficaz do diodo de saída do conversor Boost
ID_1	Corrente do diodo de conexão da fonte auxiliar
$ID_{1(\text{max})}$	Corrente máxima do diodo de conexão da fonte auxiliar
$ID_{1(\text{med})}$	Corrente média do diodo de conexão da fonte auxiliar
$ID_{1(\text{rms})}$	Corrente eficaz do diodo de conexão da fonte auxiliar
ID_2	Corrente do diodo da célula SR-ZCS-ZVS
ID_3	Corrente do diodo3 do inversor Full-bridge
$ID_{3(\text{med})}$	Corrente média do diodo D_3
$ID_{3(\text{rms})}$	Corrente eficaz do diodo D_3
$ID_{3(\text{pk})}$	Pico da corrente do diodo D_3
ID_4	Corrente do diodo4 do inversor Full-bridge
ID_5	Corrente do diodo5 do inversor Full-bridge
ID_6	Corrente do diodo6 do inversor Full-bridge
I_{in}	Corrente de entrada
$I_{\text{in}(\text{max})}$	Corrente máxima da entrada do inversor Full-bridge
$I_{\text{in}(\text{maxpk})}$	Pico da Corrente máxima de entrada do conversor Boost
$I_{\text{in}(\text{min})}$	Corrente mínima da entrada do inversor Full-bridge
$I_{\text{in}(\text{pk})}$	Pico da Corrente do indutor do conversor Boost
$I_{\text{in}(\text{rms})}$	Corrente eficaz do indutor do conversor Boost
I_{inv}	Corrente de saída do inversor Full-bridge
$I_{\text{inv}(\text{pk})}$	Pico da Corrente de saída do inversor Full-bridge
$I_{\text{inv}(\text{rms})}$	Corrente eficaz de saída do inversor Full-bridge
I_L	Corrente máxima admitida na célula a combustível
I_{LB}	Corrente do indutor do conversor Boost
$I_{\text{Linv}(\text{pk})}$	Pico da Corrente do indutor de filtro do inversor Full-bridge
$I_{\text{Linv}(\text{rms})}$	Corrente eficaz do indutor de filtro do inversor Full-bridge
i_{Lr}	Corrente circulante no indutor ressonante L_r
$I_{Lr(\text{max})}$	Corrente máxima circulante no indutor ressonante L_r
$I_{o(\text{boost})}$	Corrente de saída do conversor Boost
I_{S1}	Corrente da chave S_1
$I_{S1(\text{max})}$	Corrente máxima da chave S_1
$I_{S1(\text{med})}$	Corrente média da chave S_1

$I_{S1(rms)}$	Corrente eficaz chave S_1
I_{S2}	Corrente da chave S_2
$I_{S2(max)}$	Corrente máxima da chave S_2
$I_{S2(med)}$	Corrente média da chave S_2
$I_{S2(rms)}$	Corrente eficaz da chave S_2
I_{S4}	Corrente da chave S_4
$I_{S4(med)}$	Corrente média da chave S_4
$I_{S4(pk)}$	Pico da corrente da chave S_4
$I_{S4(rms)}$	Corrente eficaz da chave S_4
I_{S5}	Corrente da chave S_5
I_{S7}	Corrente da chave S_6
I_{S7}	Corrente da chave S_7
J	Joule, Unidade de energia
j	Seção transversal dos condutores
K	Kelvin, Unidade de temperatura
K	Razão entre tensão do supercapacitor e a diferença entre a mesma com a tensão de entrada
k	Eficiência
K_1	Razão entre tensão de entrada e a diferença entre a mesma com a tensão de entrada
K_2	Razão entre tensão do supercapacitor e a tensão de entrada
K_b	Saída do compensador do conversor Boost, utilizada para comparação com a saída do PWM do DSP
K_i	Ganho do sensor de corrente da malha de corrente
K_j	Coeficiente de densidade de corrente nos fios
K_{pi}	Ganho compensador de corrente
K_{pv}	Ganho compensador de tensão
K_u	Fator de utilização da área da janela
K_v	Ganho do sensor de tensão da malha de tensão de saída
L	Litros, unidade de volume
L	Indutância auxiliar do modelo da célula a combustível
L_B	Indutor do conversor Boost

l_e	Comprimento efetivo do núcleo magnético
l_g	Espessura do entreferro
L_{inv}	Indutor de filtro do inversor Full-bridge
L_r	Indutor Ressonante
M	Índice de modulação
m	Metros, unidade de comprimento
MEA	Membrane-Electrode-Assembly
MOSFET	Transistor de efeito de campo de metal-óxido semicondutor
N	Número de espiras
n	Número de mols
n_c	Número de células para ajuste de tensão da célula a combustível
Ni-Cd	Níquel-cádmio
NUPEP	Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência
p	Terminal passivo
$P_{armazenada}$	Potência armazenada no capacitor
$P_{comutS4}$	Perdas de comutação na chave S_4
P_{condS1}	Perdas de condução na chave S_1
P_{condS2}	Perdas de condução na chave S_2
P_{condS4}	Perdas de condução na chave S_4
PEMCs	Proton Exchange Membrane Fuel Cells
$P_{e(boost)}$	Potência de entrada do conversor Boost
$P_{e(inv)}$	Potência de entrada do inversor Full-bridge
PFC	Correção do fator de potência
P_{H2}	Pressão do Hidrogênio
PI	Proporcional integral
P_{O2}	Pressão do Oxigênio
$P_{O(boost)}$	Potência de saída do conversor Boost
$P_{O(inv)}$	Potência de saída do inversor Full-bridge
P_{totS1}	Perdas totais na chave S_1
P_{totS2}	Perdas totais na chave S_2
P_{totS4}	Perdas totais na chave S_4
pu	Por unidade

PWM	Pulse With Modulate
Q_1	Transistor 1
Q_2	Transistor 2
R	Constante universal dos gases
R	Resistência auxiliar do modelo da célula a combustível
$R_{ds_{on}}$	Resistência em serie da chave escolhida
R_{Load}	Resistência da carga
R_s	Resistência da membrana e dos eletrodos da célula
R_{thcs}	Resistência térmica da encapsulamento- dissipador
$R_{thdissip}$	Resistência térmica do dissipador
R_{thjc}	Resistência térmica da junção-encapsulamento
s	Segundos, unidade de tempo
S_1	Chave principal Boost
S_2	Chave auxiliar Boost
S_3	Chave que representa a ligação da Célula a Combustível
S_4	Chave 4 do inversor Full-bridge
S_5	Chave 5 do inversor Full-bridge
S_6	Chave 6 do inversor Full-bridge
S_7	Chave 7 do inversor Full-bridge
SLA	Bateria selada recarregável de chumbo-ácido
SLPM	Standard liter per minute
SR	Self Ressonant
THDi	Distorção Total Harmônica de corrente
T	Período total
t	Variável de tempo
T_a	Temperatura ambiente
Temp	Temperatura da célula a combustível
t_f	Tempo de descida
T_J	Temperatura da Junção
t_n	Tempo de inicio de cada etapa onde $n=1,2,3\dots$
t_r	Tempo de subida
$T_{S_{boost}}$	Período da frequência de chaveamento do conversor Boost

T_{Sinv}	Período da frequência de chaveamento do inversor Full-bridge
UPS	Uninterruptible Power Supply
V	Volts, unidade de tensão elétrica
V_{AB}	Tensão de saída do bloco inversor
V_{AC}	Módulo da tensão de entrada do conversor
V_{activ}	Fonte de tensão de polarização por ativação
V_{conc}	Fonte de tensão de polarização por concentração
V_0	Tensão de saída
$V_{0(med)}$	Tensão média de saída
V_{cell}	Tensão fornecida pela célula a combustível
V_{Cinv}	Tensão de saída do capacitor de filtro do inversor Full-bridge
$V_{C(pk)}$	Pico da Tensão da moduladora senoidal
V_{Cboost}	Tensão de saída do conversor Boost
$V_{Cboost(max)}$	Tensão máximo de saída do conversor Boost
$V_{Cboost(min)}$	Tensão mínima de saída do conversor Boost
vC_r	Tensão capacitor ressonante
V_{Csc}	Tensão no supercapacitor
VD_0	Tensão diodo de saída
$VD_0(max)$	Tensão máxima do diodo D_0
$VD_0(med)$	Tensão média diodo do diodo D_0
$VD_3(max)$	Tensão máxima do diodo D_3
VgS_1	Tensão gate chave S_1
VgS_2	Tensão gate chave S_2
VgS_3	Tensão gate chave S_3
VgS_4	Tensão gate chave S_4
VgS_5	Tensão gate chave S_5
VgS_6	Tensão gate chave S_6
VgS_7	Tensão gate chave S_7
V_{in}	Tensão de entrada
$V_{in(max)}$	Tensão máxima de entrada
$V_{in(med)}$	Tensão média de entrada
$V_{in(min)}$	Tensão mínima de entrada

$V_{in(pk)}$	Pico da tensão de entrada
V_{inv}	Tensão de saída do inversor Full-bridge
$V_{inv(max)}$	Tensão de saída máxima do inversor Full-bridge
$V_{inv(pk)}$	Pico da tensão de saída do inversor Full-bridge
$V_{inv(rms)}$	Tensão de saída eficaz do inversor Full-bridge
$VL_{B(med)}$	Tensão média indutor do conversor Boost
vL_r	Tensão indutor ressonante
V_R	Tensão catodo - anodo
V_{ref}	Tensão de referência
V_{tri}	Tensão da portadora triangular
VS_1	Tensão chave S_1
$VS_{1(max)}$	Tensão máxima chave S_1
VS_2	Tensão chave S_2
$VS_{2(max)}$	Tensão máxima chave S_2
$VS_{4(max)}$	Tensão máxima da chave S_4
$V_{tri(pk)}$	Pico da tensão da portadora triangular
V_Ω	Perdas Ôhmicas célula a combustível
W	Watts, unidade de potência
W_c	Energia capacitor
ZCS	Chaveamento a corrente nula
Z_i	Zero compensador de corrente
Z_v	Zero compensador de tensão
ZVS	Chaveamento a tensão nula
α	Condutância normalizada para alimentação CA
α_1	Condutância normalizada para alimentação do supercapacitor
Δt_n	Variação do tempo, onde $n=1,2,3,\dots$
Δi_L	Variação da corrente do inversor Full-bridge
$\Delta i_{L_{in}}$	Variação da corrente de pico do conversor Boost
$\Delta i_{L_{in(max)}}$	Variação máxima da corrente do conversor Boost
$\Delta i_{L_{max}}$	Variação máxima da corrente do inversor Full-bridge
Δv	Variação da tensão de saída do conversor Boost
ΔV_{inv}	Variação da tensão de saída do inversor Full-bridge

ξ_n	Coeficientes do modelo da célula a combustível, onde n=1,2,3,...
η	Rendimento
μ_e	Permeabilidade efetiva do núcleo
μ_0	Permeabilidade do vácuo
ω_0	Frequência natural
Ω	Ohm, unidade de resistência elétrica.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	23
2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM.....	35
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	35
2.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM.....	35
2.3 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	38
2.3.1 <i>Etapas de funcionamento para alimentação da rede CA:</i>	40
2.3.2 <i>Etapas de funcionamento para alimentação do supercapacitor:</i>	52
2.4 PLANO DE FASES	61
2.5 CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO.....	61
2.6 GRÁFICOS DO GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM	63
2.7 DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS ELÉTRICOS NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM.....	64
2.7.1 <i>Cálculo da corrente na chave principal (S_1)</i>	64
2.7.2 <i>Cálculo da corrente na chave auxiliar (S_2)</i>	65
2.7.3 <i>Cálculo da corrente no diodo D_0</i>	66
2.7.4 <i>Tensões sobre as chaves e diodos</i>	67
2.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS	68
3 ANÁLISE ESTÁGIO INVERSOR FULL-BRIDGE.....	69
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	69
3.2 DESCRIÇÃO DO INVERSOR FULL-BRIDGE.....	69
3.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO BIPOLAR	70
3.4 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	72
3.4.1 <i>Primeira etapa: $\Delta t_1 [t_0-t_1]$:</i>	74
3.4.2 <i>Segunda etapa: $\Delta t_2 [t_1-t_2]$:</i>	75
3.4.3 <i>Terceira etapa: $\Delta t_3 [t_2-t_3]$:</i>	76
3.4.4 <i>Quarta etapa: $\Delta t_4 [t_3-t_4]$:</i>	78
3.5 DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS ELÉTRICOS NOS COMPONENTES DO INVERSOR.....	79
3.5.1 <i>Esforços Elétricos nas Chaves S_4-S_7</i>	79
3.5.2 <i>Esforços Elétricos nos Diodos em Antiparalelo das chaves S_4-S_7</i>	83
3.5.3 <i>Esforços Elétricos no Indutor do Inversor</i>	84
3.5.4 <i>Esforços Elétricos no Capacitor do Inversor</i>	84
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	85
4 PROJETO DOS COMPONENTES DO SISTEMA	86
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	86
4.2 ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST	86
4.2.1 <i>Especificação do projeto do conversor Boost</i>	86
4.2.2 <i>Determinação dos Valores Eficazes, Médios, Máximos e Mínimos do conversor Boost proposto.</i>	86
4.2.3 <i>Determinação do indutor L_B</i>	87
4.2.4 <i>Determinação do capacitor de saída C_{Oboost}</i>	91
4.2.5 <i>Determinação do capacitor e indutor ressonante (C_r e L_r)</i>	92
4.2.6 <i>Determinação dos componentes semicondutores</i>	95
4.2.7 <i>Perda nas chaves</i>	98
4.2.8 <i>Dimensionamento do Supercapacitor</i>	98
4.3 ROTEIRO DE PROJETO DO INVERSOR	102
4.3.1 <i>Especificação do projeto</i>	102
4.3.2 <i>Determinação dos Valores Eficazes, Médios, Máximos e Mínimos do inversor Full-Bridge</i>	102

4.3.3 Determinação da Carga Linear Resistiva	103
4.3.4 Determinação do indutor L_{inv} do filtro.	103
4.3.5 Determinação do capacitor C_{0inv} do filtro.....	104
4.3.6 Determinação dos componentes semicondutores	104
4.3.7 Resistência Térmica do Dissipador.....	105
4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	105
5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	107
5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	107
5.2 CIRCUITO DE COMANDO DO CONVERSOR BOOST.....	107
5.2.1 <i>Funções de transferência do Conversor Boost e compensadores de corrente e tensão</i>	110
5.3 CIRCUITO DE COMANDO DO INVERSOR FULL-BRIDGE	118
5.4 SISTEMA DIGITAL BASEADO EM DSP	119
5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	123
6 SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	124
6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	124
6.2 SIMULAÇÕES DO CIRCUITO PROPOSTO	124
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	129
6.3.1 <i>Análise dos resultados práticos.....</i>	132
6.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	137
7 CONCLUSÕES GERAIS.....	139
TRABALHOS PUBLICADOS.....	141
REFERÊNCIAS	141

1 INTRODUÇÃO

Com a evolução da tecnologia, principalmente, da indústria eletroeletrônica, pode-se afirmar que os equipamentos eletrônicos estão presentes em quase todos os setores da sociedade e estes dependem do suprimento de energia elétrica para seu funcionamento.

Sabe-se que o suprimento de energia elétrica pode sofrer perturbações que a desviam significativamente da sua condição ideal. Surtos de tensão, perda momentânea de tensão e oscilações transitórias de tensão são algumas destas perturbações. Essas interrupções são inadmissíveis em algumas aplicações consideradas críticas como, por exemplo, nos sistemas de emergência hospitalar, de informática, industrial e de telecomunicação (CÂMARA, PRAÇA, et al., 2013).

Idealmente, as concessionárias de energia elétrica deveriam ser capazes de garantir o seu serviço sem interrupções ou sem distúrbios, porém, isto ainda não é possível. A energia elétrica não está livre de interrupções, falhas e distúrbios, tais fenômenos estão presentes nas instalações elétricas internas e externas, sendo que todo equipamento eletrônico está suscetível a estes problemas.

Nesse sentido, várias empresas investem em pesquisas para o desenvolvimento de equipamentos eletrônicos associados a uma fonte auxiliar de energia independente, capazes de garantir o funcionamento dos equipamentos essenciais de seus sistemas quando ocorrer eventuais falhas no abastecimento de energia da rede de corrente alternada (CA) de alimentação. Os equipamentos produzidos para este fim foram denominados Sistemas Ininterruptos de Suprimento de Energia ou, em inglês, *Uninterruptible Power Supply* (UPS).

Em (MACIEL, 2014) foi realizada uma ampla pesquisa em relação às características, vantagens e desvantagens das três configurações básicas existentes de UPS: *Off-line*, *On-line* e *Line-interactive*.

Como objeto de estudo deste trabalho foi utilizado categoria UPS *On-line*, que possui como principal vantagem a não existência do tempo de comutação quando o sistema de alimentação principal é substituído pelo auxiliar, ou seja, a carga não percebe caso ocorra uma falta na alimentação CA (STANDARD 62040-3 , 1999).

Vários sistemas UPS, principalmente os da categoria *On-line* utilizam baterias seladas recarregáveis de chumbo-ácido (SLA) ou níquel-cádmio (Ni-Cd) como fonte auxiliar de energia. Apesar do bom desempenho, à utilização de metais pesados tóxicos, como cádmio,

mercúrio e chumbo podem causar sérios problemas ambientais se forem descartados sem cuidados especiais. Além de que, a utilização destes metais pesados aumenta o custo de manutenção dos sistemas onde são utilizados, uma vez que possuem tempo de vida útil considerado baixo devido os seus limitados ciclos de carga e descarga.

Paralelamente observa-se que existe atual um aumento na demanda pela utilização de energias de fontes consideradas limpas, dentre as quais pode se destacar a célula a combustível. As células a combustível constituem uma forma silenciosa, limpa e eficiente de geração de eletricidade e calor a partir do hidrogênio, o qual pode ser obtido através de diversas e diferentes fontes, como o gás natural, metanol, etanol ou outros hidrocarbonetos. Trata-se de um dispositivo eletroquímico em que um combustível (hidrogênio) e um agente oxidante (oxigênio) reagem diretamente, produzindo assim, eletricidade. Representam uma solução e alternativa para geração de energia mais sustentável devido ao seu menor impacto ao meio ambiente se comparado com as formas de geração de energia convencionais, como por exemplo, o petróleo (KIRUBAKARAN e S. JAIN, 2011), (SILVA, OLIVEIRA e SEVERINO, 2011).

Em (VANUSSI MELO GUAITOLINI, YAHYAOUI, *et al.*, 2018) é realizada uma descrição e comparação das tecnologias mais recentes de célula a combustível, onde destaca a utilização da célula a combustível de membrana polimérica (*Proton Exchange Membrane Fuel Cells*) para sistemas de carregamento de baterias, Sistemas UPS para equipamentos de telecomunicação e para veículos como carros e ônibus. Estas aplicações se justificam por ser uma tecnologia que apresenta como características: alta densidade de potência; são compactas; trabalham em baixa temperatura; apresentam partida mais rápida; e uma resposta mais flexível às variações de carga.

As células a combustível não possuem a capacidade de responder imediatamente ao iniciar sua operação ou em rápidas variações de carga, uma solução para este problema é a utilização de supercapacitores, que possuem a função de fornecer energia por curtos períodos de tempo, sendo estes o necessário para permitir que a célula a combustível alcance seu estado estacionário quando ocorre alguma modificação na sua operação (HREDZAK, AGELIDIS e DEMETRIADES, 2014), (SCHENCK e J. LAI, 2005), (CHEN e J. QIU, 2008).

Vale enfatizar que quando comparado com bancos de baterias, os supercapacitores possuem maiores ciclos de carga e descargas (virtualmente infinito) e tempo de vida útil

superior (UNO e TANAKA, 2011), (BROUJI, BRIAT, et al., 2009), (THOUNTHONG, SETHAKUL, et al., 2009). A tabela 1.1 (GARCIA, FREITAS, et al., 2013) apresenta uma comparação vantagens e desvantagens entre a utilização de bancos de baterias e a célula a combustível de membrana polimérica. Apesar das baterias possuírem algumas vantagens observa-se que substituição destas por um conjunto célula a combustível e supercapacitores em sistemas de armazenamento de energia pode ser uma solução bastante atrativa.

Tabela 1.1 - Comparação entre Bateria e PEMFC (*Proton Exchange Membrane Fuel Cells*).

Item / Dispositivo	Bateria	Célula a Combustível PEMFCs
Custo	• Médio.	<ul style="list-style-type: none"> Alto - Boa parte devido à manipulação do hidrogênio e supercapacitores.
Manutenção	• Alta - Baixa vida útil.	<ul style="list-style-type: none"> Baixa - O sistema utilizando célula a combustível tem poucas partes moveis (Bombas e válvulas de reação), que produzem pouco atrito.
Capacidade de armazenamento de energia	• Boa - Mas também limitada.	<ul style="list-style-type: none"> Boa - O hidrogênio pode ser produzido e estocado localmente utilizando um eletrolisador.
Ciclos de carga e descarga	• Limitado - Alta influencia em sua vida útil.	<ul style="list-style-type: none"> Sem limites - ‘recarregável’ depende do fornecimento de combustível (hidrogênio).
Resposta dinâmica	• Boa	<ul style="list-style-type: none"> Ruim - Problema resolvido utilizando supercapacitores.
Problemas ambientais	• Alto - Contem metais pesados tóxicos com exemplo do cádmio, mercúrio ou chumbo.	<ul style="list-style-type: none"> Baixo - Fonte de energia limpa.
Rentabilidade	• Baixa - Necessidade de manutenção frequente, sendo que o banco de bateria pode ser inutilizado se uma bateria for danificada.	<ul style="list-style-type: none"> Alta – Baixa necessidade de manutenção.
Vantagens	<ul style="list-style-type: none"> Alta disponibilidade e grande número de aplicação; Baixo custo inicial quando comparado a outros dispositivos de armazenamento; Grande quantidade de energia produzida instantaneamente e imunidade a ondulação de corrente. 	<ul style="list-style-type: none"> Conversão de energia química em elétrica de forma eficiente; Baixo ruído, flexibilidade de projeto e alta densidade de energia; Fonte de energia Limpa; PEMFCs são mais compactas e leves, e maior facilidade para start-up e encerrar sua operação.
Desvantagens	<ul style="list-style-type: none"> Custos de operação e substituição (Relacionado a frequência de manutenção e vida útil); Tempo de vida útil reduzido; Materiais poluentes; Necessidade de descarte especial. 	<ul style="list-style-type: none"> Tempo de resposta; Ondulação de corrente limitada; Necessidade de supercapacitor para melhorar a resposta transitória; Alto custo relacionado com a produção de hidrogênio.

Fonte: GARCIA, FREITAS, et al., 2013.

Em geral a maioria dos sistemas UPS utilizam um inversor e uma fonte auxiliar de energia. Diferente do que ocorre nas categorias *Off-line* e *Line interactive*, na categoria *On-*

line o inversor é alimentado pelo sistema CA a partir de um conversor pré-regulador. Este tipo de operação geralmente possui um baixo fator de potência e uma elevada taxa de distorção harmônica de corrente na entrada da rede CA de alimentação.

Deve-se destacar ainda que a maioria dos equipamentos que processam energia eletronicamente opera através de uma fonte de alimentação CA, mas, normalmente requerem um estágio intermediário de conversão CA-CC (Retificadores ou Conversores CA-CC). A presença de componentes eletrônicos nestes equipamentos, normalmente causa o problema de injeção de conteúdo harmônico na rede, por exemplo, a ponte retificadora na configuração Graetz que é largamente utilizada em sistemas UPS, fontes para telecomunicação, controladores de velocidade de motores, entre outros. Estas estruturas retificadoras apresentam, tipicamente, elevado volume de filtro capacitivo que drenam uma corrente com substancial conteúdo harmônico acarretando baixo fator de potência (em torno de 0,6) e, em consequência, provocam nos ramais de distribuição o aumento da distorção harmônica total de tensão (DHTV) ao longo do alimentador.

Dentre os diversos problemas originados pela presença de componentes harmônicos de corrente no sistema, destacam-se o aumento de perdas e aquecimento em máquinas elétricas; perdas adicionais em sistemas de transmissão e distribuição; mau funcionamento de disjuntores termomagnéticos devido ao aumento da temperatura interna provocado pela variação do valor eficaz de corrente; necessidade de sobre dimensionamento de transformadores devido ao aumento das perdas por histerese e correntes de Foucault.

Portanto, em função do considerável aumento de dispositivos de processamento eletrônico de energia empregados nos mais diversos segmentos da indústria, informática, comércio, hospitais, etc., assim como nos inúmeros equipamentos de uso residencial, tornam-se necessários o controle e a limitação deste conteúdo harmônico de corrente injetado nos sistemas de distribuição.

Neste cenário, esta tese de doutorado prima pela continuação da dissertação de mestrado “CONVERSOR BOOST PRÉ-REGULADOR COM FUNÇÕES PFC E CC-CC INTEGRADAS PARA SISTEMAS UPS UTILIZANDO CÉLULA A COMBUSTÍVEL COMO FONTE AUXILIAR DE ENERGIA” (MACIEL, 2014), tendo como principal objetivo o desenvolvimento de um sistema ininterrupto de energia (UPS) *on-line* apresentando uma célula a combustível como fonte auxiliar de energia, sendo seu estágio pré-regulador um conversor Boost utilizando uma célula de comutação não dissipativa

denominada *Self-Resonant Zero-Current and Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated Cell* (SR-ZCS-ZVS-PWM) semelhante à apresentada em (CRISTOVÃO, FREITAS, et al., 2007) e (COSTA, TREVISO e FREITAS, 1994) e em seu estágio inversor um conversor Full-bridge clássico.

O sistema proposto tem a vantagem de integrar as funções de um conversor com correção do fator de potência (PFC) e de um conversor CC-CC elevador necessário na maioria das aplicações em pauta. Portanto, não é necessário um conversor CC-CC dedicado para a célula a combustível, como em sistemas convencionais como observado em (ZHANG, XU, et al., 2013), (ZHAN, GUO, et al., 2008), (SHREELAKSHMI e AGARWAL, 2013), promovendo redução de componentes e, portanto, de custos do sistema.

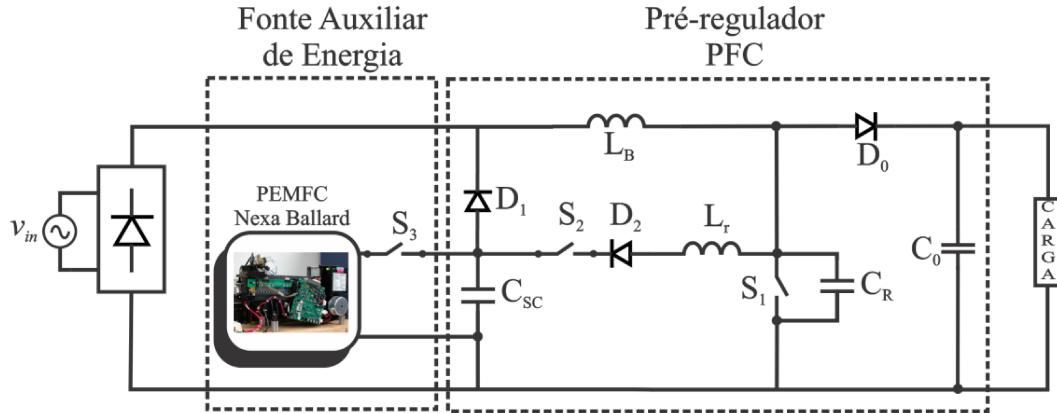
A técnica de controle utilizada é implementada com um DSP (*Digital Signal Processor*) e se baseia, para o estágio pré-regulador, no método da corrente média para impor corrente de entrada senoidal com reduzido conteúdo harmônico e obter elevado fator de potência e, para o estágio inversor, um controle de modulação bipolar de malha aberta.

Não obstante aos avanços alcançados na dissertação (MACIEL, 2014), pesquisas complementares ainda se faziam necessárias e merecedoras de avanços até a consolidação de UPS *online* completo integrando o estágio inversor ao sistema apresentado em (MACIEL, DE FREITAS, et al., 2014). Para tal a estrutura do pré-regulador Boost sofreu modificações, com o objetivo de diminuir os componentes do sistema e houve mudanças no controle da corrente drenada pelo sistema, quando a célula a combustível esta sendo utilizada para suprir a carga, visando aumento de sua vida útil da mesma e economia no consumo de hidrogênio.

Neste contexto, na Figura 1.1 verifica-se que no conversor Boost proposto na dissertação (MACIEL, 2014) a chave principal S_1 e chave auxiliar S_2 não possuem seus terminais de source conectados em um ponto comum, sendo que somente a chave S_1 está conectada à referência do sistema. Este fato implica na necessidade da chave auxiliar S_2 ter seu pulso isolado para que seu funcionamento correto seja garantido, assim é necessária a utilização de uma placa de gate-drive adicional para isolar o pulso aplicado a esta chave.

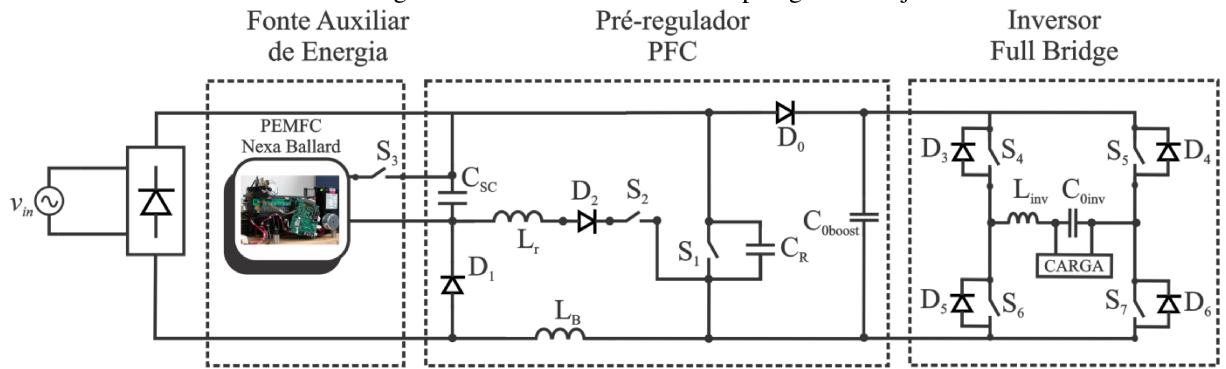
Portanto, com o objetivo de diminuir custos do sistema devido à utilização de um gate-drive adicional, os componentes do pré-regulador Boost foram rearranjados, conforme a Figura 1.2, de forma que as duas chaves possuam seus terminais source conectados no ponto de referência do sistema, sendo que assim é possível utilizar somente um gate-drive para enviar os pulsos para as chaves.

Figura 1.1 – Conversor Boost proposto em (MACIEL, 2014).



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 1.2 – Sistema UPS com a topologia rearranjada.

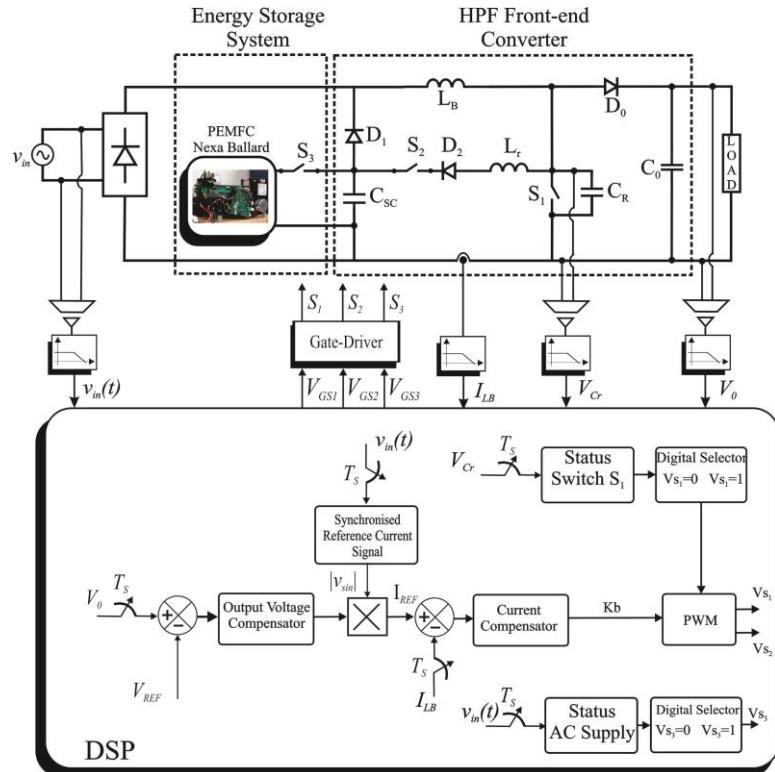


Fonte: Dados do próprio autor.

Vale ressaltar que o rearranjo dos componentes demonstrados na Figura 1.2 não ocasiona mudanças na dinâmica do sistema e nem nas etapas de funcionamento apresentados em (MACIEL, 2014).

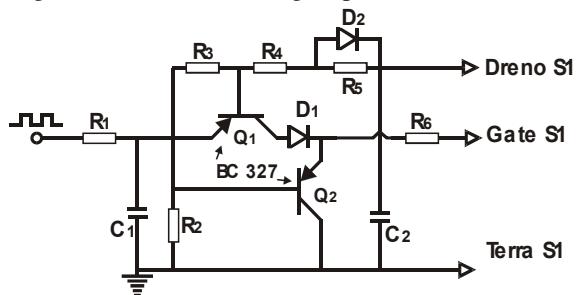
No artigo (MACIEL, DE FREITAS, *et al.*, 2014), conforme verificado na Figura 1.3, uma placa de aquisição de sinal dedicada ao sensoriamento da tensão da chave principal S_1 tem a função de permitir que o controle digital seja capaz de garantir a comutação somente quando a mesma possui tensão nula (ZVS). Objetivando a diminuição de componentes do sistema substitui-se esta parte do controle digital por um circuito analógico conforme apresentado na Figura 1.4.

Figura 1.3 - Estrutura controle do conversor Boost apresentado em (MACIEL, DE FREITAS, *et al.*, 2014).



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 1.4 - Circuito analógico para acionamento da chave S₁.



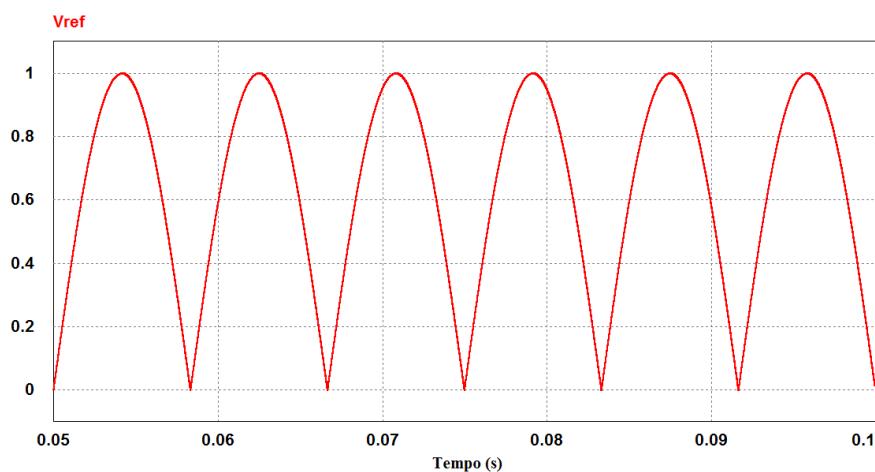
Fonte: Dados do próprio autor.

Em relação a célula a combustível, existem vários estudos, como os apresentados em (LI, JEMEI, *et al.*, 2016) e (WU, BREAZ, *et al.*, 2015) que tentam determinar meios para estimar a vida útil da célula a combustível PEMFC, levando em conta possíveis problemas inerentes do funcionamento das mesmas, onde pode-se destacar o fenômeno conhecido como *fuel starvation*. Este fenômeno ocorre quando a célula a combustível sofre um degrau de carga positivo acentuado, onde sua tensão de saída tem seu valor diminuído, enquanto o mecanismo de transporte de gás não fornecer, para o sistema, a quantidade suficiente do

mesmo para suprir a nova potência, podendo assim causar danos irreversíveis na membrana da célula a combustível (RIBEIRO, CARDOSO e BOCCALETTI, 2010).

Neste contexto, a estratégia de controle foi modificada para os instantes que a célula a combustível alimenta a carga. No controle apresentado em (MACIEL, DE FREITAS, *et al.*, 2014) a referência digital de corrente I_{REF} é uma corrente senoidal retificada conforme verificado na Figura 1.5.

Figura 1.5 – Corrente de referência.



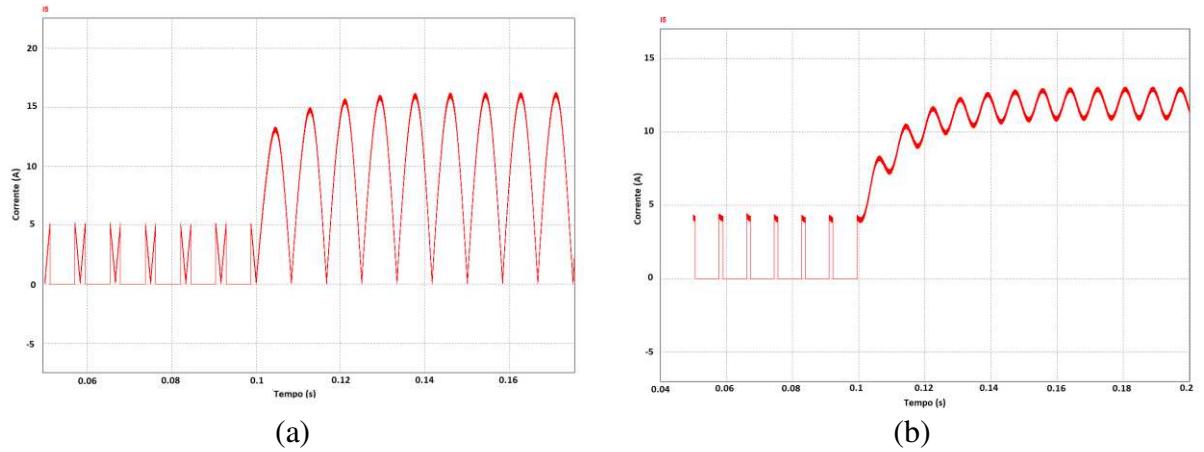
Fonte: Dados do próprio autor.

Quando ocorria alguma falha da alimentação CA, como não havia modificação da corrente de referência, era drenado da célula a combustível uma corrente com a ondulação de uma corrente senoidal retificada conforme verificado na Figura 1.6 (a). Este fato representa um problema para a célula a combustível, uma vez que este tipo de corrente é percebida como uma de alto valor de ondulação, podendo causar o fenômeno de *fuel starvation*.

A solução para este problema foi modificar a referência para uma corrente contínua pura toda vez que ocorrer algum tipo de falha na rede CA onde a célula a combustível é acionada demonstrado na Figura 1.6 (b).

Apesar de que, devido à dinâmica do sistema, não seja possível obter uma corrente contínua pura na corrente drenada, a mudança minimizou os efeitos nocivos para a célula a combustível sem prejudicar a tensão de saída entregue a carga.

Figura 1.6 - (a) Corrente drenada da célula a combustível sem a modificação da referência. (b) Corrente drenada da célula a combustível com a modificação da referência.

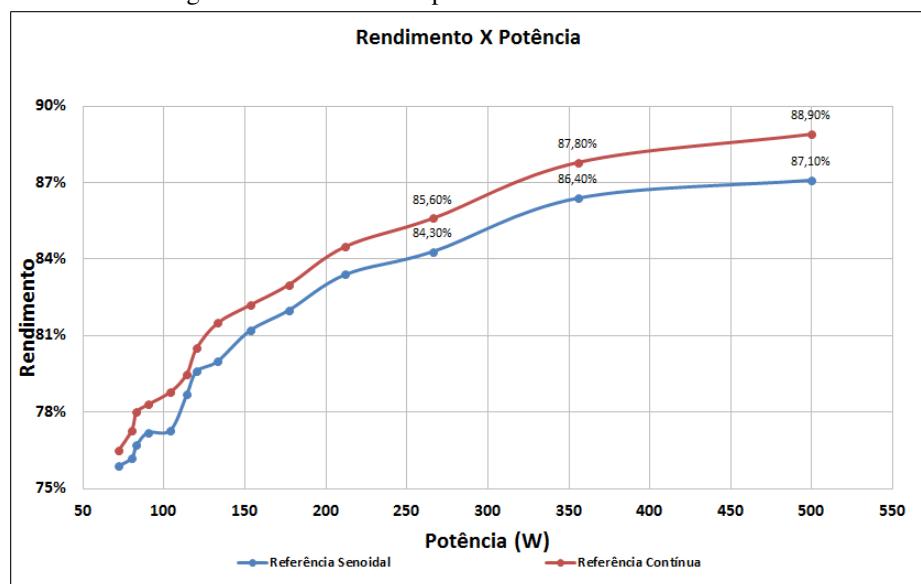


Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 1.7 demonstra os ensaios experimentais de comparação de rendimento entre os dois controles para diversos valores de carga sendo considerada a situação em que somente a célula a combustível alimenta o sistema.

A troca do controle melhorou a eficiência de modo geral do sistema quando alimentado somente pela célula a combustível, uma vez que o valor de corrente drenada pelo sistema, utilizando a referência continua, é menor do que referência senoidal.

Figura 1.7 – Análise comparativa de rendimento entre os controles.



Fonte: Dados do próprio autor.

Segundo o manual da célula a combustível SR-12FC-1200W PEMFC da BALLARD® a diferença de consumo apresentada na Figura 1.7 para a potência nominal de saída é de cerca de 0,25 SLPM (*standard liter per minute*).

Portanto, observa-se que o aumento observado no rendimento na Figura 1.7 do sistema influência diretamente no aumento da autônima do mesmo quando ocorre uma queda da rede principal de alimentação, uma vez que o consumo de hidrogênio é diferente para cada situação.

Segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), ao longo do ano de 2017, os consumidores ficaram em média 14,35 horas sem energia (Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora - DEC) (ANEEL, 2018).

Neste contexto, pode-se estimar a quantidade de consumo de hidrogênio que seria poupado somente com a substituição do controle. Portanto, tem-se:

$$H2_{poupado} = 14,35 \cdot 0,25 \cdot 60 = 215,25 \text{ Lts} \quad (1.1)$$

Como forma de ilustrar os ganhos obtidos por estas modificações em relação sistema apresentado em (MACIEL, 2014), a tabela 1.2 apresenta os valores aproximados poupados na construção do protótipo com os componentes que foram retirados do sistema e do hidrogênio poupado.

Tabela 1.2 – Valores aproximados dos componentes retirados do sistema.

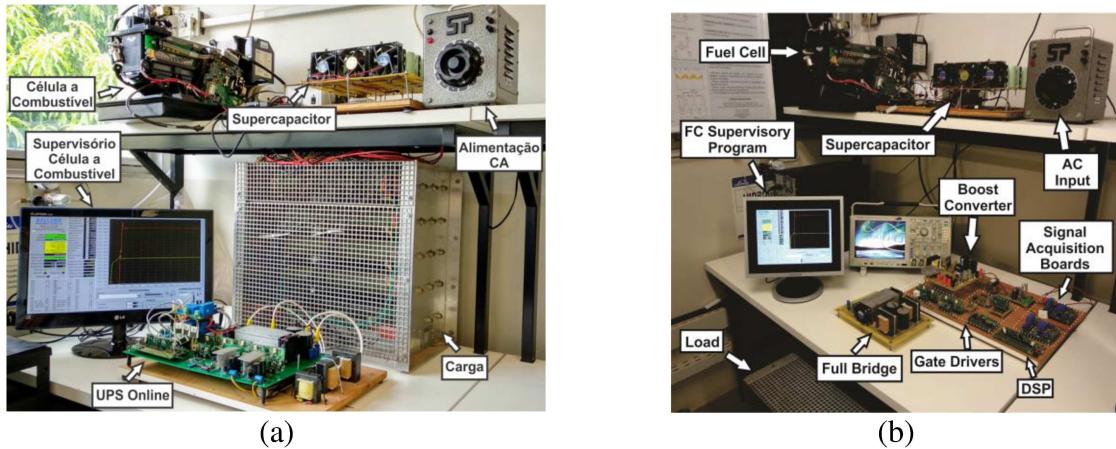
Descrição	Quantidade	Valor
Placa do circuito de gatilho SKHI 10op da Semikron.	1	R\$ 109,85
Fonte para <i>gate driver</i> SKHI PS2 da Semikron.	1	R\$ 136,29
Placa de condicionamento de sinais analógicos.	1	R\$ 200,00
Total de valores na construção do protótipo poupados (aproximado)		R\$ 446,14
Hidrogênio poupado (por ano)	215,25 Lts	R\$ 2367,75
Total do valor de funcionamento poupado (aproximado)		R\$ 2367,75

Fonte: Dados do próprio autor.

Adicionalmente a Figura 1.8(a) demonstra um novo protótipo que foi projetado e construído tendo como premissa básica a implementação do rearranjo dos componentes, a

redução de volume, assim como o aumento de rendimento em relação ao apresentado no congresso internacional (MACIEL, COSTA, *et al.*, 2015), demonstrado na Figura 1.8(b).

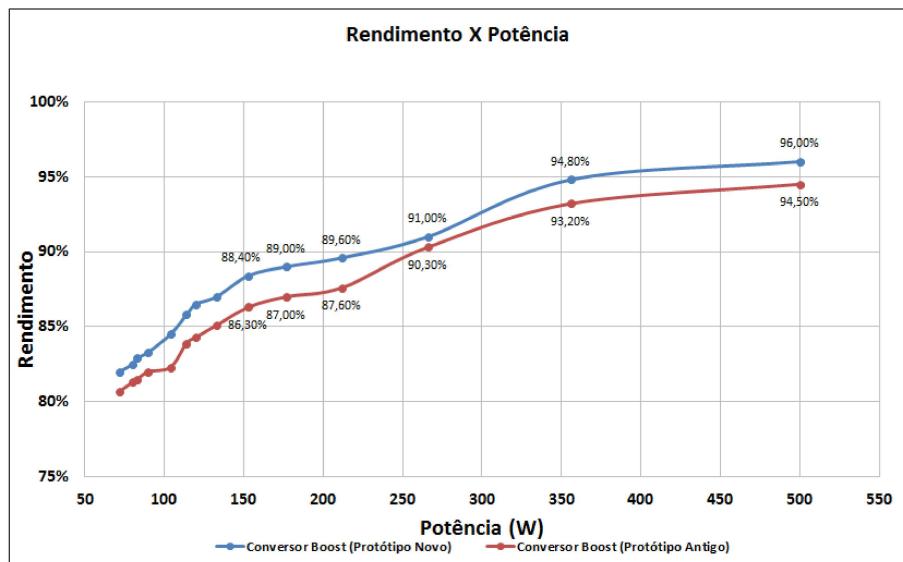
Figura 1.8 - (a) Protótipo Sistema UPS on-line proposto. (b) Protótipo Sistema UPS on-line antigo (MACIEL, COSTA, *et al.*, 2015).



Fonte: Dados do próprio autor.

Comparando a Figura 1.8(a) com a Figura 1.8(b) verifica-se uma diminuição significativa do volume do protótipo, além de que, observa-se um aumento no rendimento geral do conversor Boost conforme Figura 1.9, uma vez que a placa de circuito impresso foi confeccionada por uma empresa especializada e houve uma diminuição significativa do número de cabeamento utilizado.

Figura 1.9 – Análise comparativa de rendimento entre protótipos.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para apresentação dos resultados desta pesquisa, este trabalho está dividido em 7 capítulos, incluindo este capítulo introdutório. No Capítulo 2 serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor pré-regulador Boost proposto. No Capítulo 3 será apresentado o estágio inversor Full-Bridge utilizado. No Capítulo 4 será apresentado o projeto dos componentes utilizados no sistema. No Capítulo 5 será apresentada a estratégia de controle implementada. No Capítulo 6 serão apresentados os resultados de simulação, seguido dos resultados experimentais obtidos com um protótipo construído em laboratório. O Capítulo 7 contém as conclusões gerais e sugestões para trabalhos futuros.

2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST SR-ZCS-ZVS-PWM

2.1 Considerações iniciais

Este capítulo está presente na dissertação de mestrado (MACIEL, 2014), porém está apresentado novamente neste trabalho com as modificações no arranjo dos componentes do conversor conforme explicado anteriormente, demonstrando que esta nova topologia não modifica a dinâmica do sistema.

O principal objetivo deste capítulo é expor o conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM e apresentar suas etapas de funcionamento, as principais formas de onda teóricas, uma análise dos planos de fase e os detalhes da comutação. Na análise quantitativa será desenvolvido o equacionamento de cada etapa de operação em um período completo de chaveamento, gerando equações que permitem calcular o valor dos intervalos de tempo, tensão no capacitor ressonante e corrente nos indutores ressonantes de cada estágio. De posse destes valores, pode-se calcular o ganho estático do conversor proposto e os valores de corrente e tensão em cada componente semicondutor.

2.2 Descrição do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM

Nos conversores chaveados convencionais, as chaves controladas são comandadas de modo que entrem e saiam de condução com corrente de carga, este fato faz com que as mesmas estejam submetidas a altos níveis de tensão e/ou corrente durante a comutação, provocando elevadas perdas por chaveamento. Cabe ressaltar também que estas perdas por comutação aumentam linearmente com o aumento da frequência (LEE, 1988). Desta forma, à medida que se eleva a frequência de chaveamento dos conversores estáticos, com intuito de se reduzir o tamanho e o peso dos elementos passivos presentes nestas estruturas, como por exemplo, os indutores e capacitores, elevam-se também as perdas por chaveamento e, por consequência, a eficiência global da estrutura é reduzida (LEE, 1988), (TREVISOL, 1994). Outro problema do chaveamento de dispositivos de potência é a geração de interferência eletromagnética e interferência radioelétrica devido às variações abruptas de tensão e corrente que acompanham as mudanças de estado das chaves.

Com o surgimento dos transistores bipolares de potência e posteriormente os MOSFET's de potência, tornou-se possível a operação das chaves em frequências superiores aos sistemas convencionais (COSTA, TREVISO e FREITAS, 1994), porém, os problemas atrelados à comutação requerem que técnicas de comutação suave sejam implementadas para que seja viável a aplicação de conversores estáticos operando em alta frequência.

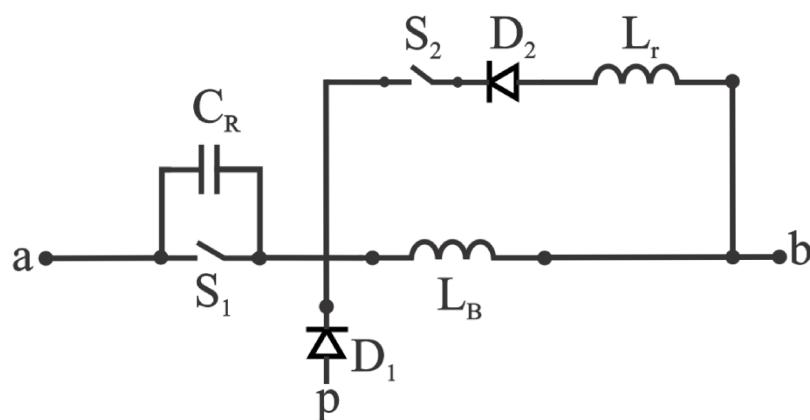
Para evitar estes problemas e obter uma comutação não dissipativa, uma das estratégias utilizadas é a implementação de conversores quase ressonantes (LEE, 1988), (TREVISO, 1994). Nestes conversores a comutação ocorre com tensão e/ou corrente nula.

Neste contexto, o conversor Boost proposto utiliza uma célula de comutação não dissipativa que possui duas chaves. A chave principal S_1 , que apresenta comutação com tensão nula, e a chave auxiliar S_2 que apresenta comutação com corrente nula e tensão nula. Esta célula possui as mesmas características operacionais de sistemas convencionais que utilizam células de comutação PWM, porém apresentam as seguintes vantagens:

- Comutação suave para ampla faixa de carga;
- A máxima tensão nas chaves é limitada pela fonte de entrada e pela fonte de saída;
- Comutação suave em frequências elevadas;
- Alto rendimento e densidade de potência.

Na Figura 2.1 é apresentada a estrutura da célula de comutação não dissipativa utilizada, onde os terminais “a”, “b” e “p” são denominados ativo, comum e passivo, respectivamente. Ressaltando que os elementos ressonantes L_r e C_r devem ser alocados próximos um de outro, de modo que facilite a troca de energia entre eles.

Figura 2.1 - Célula de comutação não dissipativa SR-ZCS-ZVS.



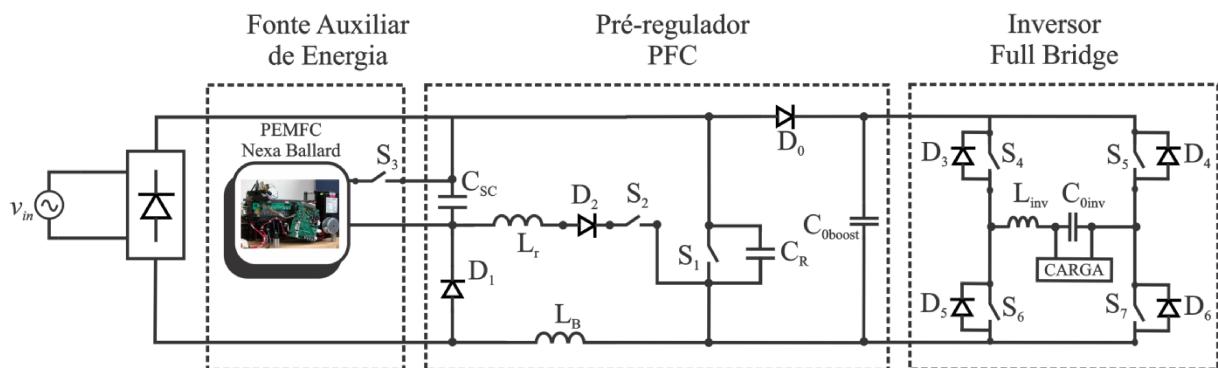
Fonte: COSTA, TREVISO e FREITAS, 1994.

O conversor Boost proposto, utilizado como estágio pré-regulador, possui uma célula de comutação não dissipativa, que garante a comutação das chaves principal S_1 (comandada para fechar e abrir sob tensão nula) e a auxiliar S_2 (comandada para fechar com corrente nula e abrir com tensão e corrente nula), um diodo de potência que conecta o supercapacitor ao sistema somente quando a tensão de entrada é menor que a tensão do supercapacitor ou quando a rede CA está ausente, e possui ainda um controle baseado em DSP, responsável pelo controle da tensão de saída e pela imposição de corrente senoidal na rede CA através do método de controle por corrente média, semelhante ao apresentado em (KIM, SUNG e LEE, 2014). Assim, o conversor proposto é capaz de garantir:

- Regulação da tensão de saída e controle da potência fornecida à saída;
 - Alto fator de potência;
 - Baixa distorção harmônica de corrente.

Observa-se que no sistema UPS proposto, apresentado na Figura 2.2, que o estágio pré-regulador é constituído de um estágio retificador CA-CC representado por uma ponte de diodos e de um estágio elevador representado pelo conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM.

Figura 2.2 – Sistema UPS proposto.



Fonte: Dados do próprio autor.

Define-se cada elemento do conversor pré-regulador proposto apresentado na Figura 2.2:

V_{in} – Tensão de entrada CA da rede elétrica.

L_r – Indutor de ressonância da célula.

D₀ – Díodo de saída do conversor Boost.

D₁ – Díodo de conexão da fonte auxiliar.

D₇ – Díodo da célula SR-ZCS-ZVS.

S_1, S_2 – Chaves semicondutoras da célula SR-ZCS-ZVS.

S_3 – Chave semicondutora de ligação da fonte auxiliar.

C_R – Capacitor de ressonância da célula SR-ZCS-ZVS.

C_{sc} – Supercapacitor.

L_B – Indutor de filtro do conversor Boost.

C_{0boost} – Capacitor de filtro do conversor Boost.

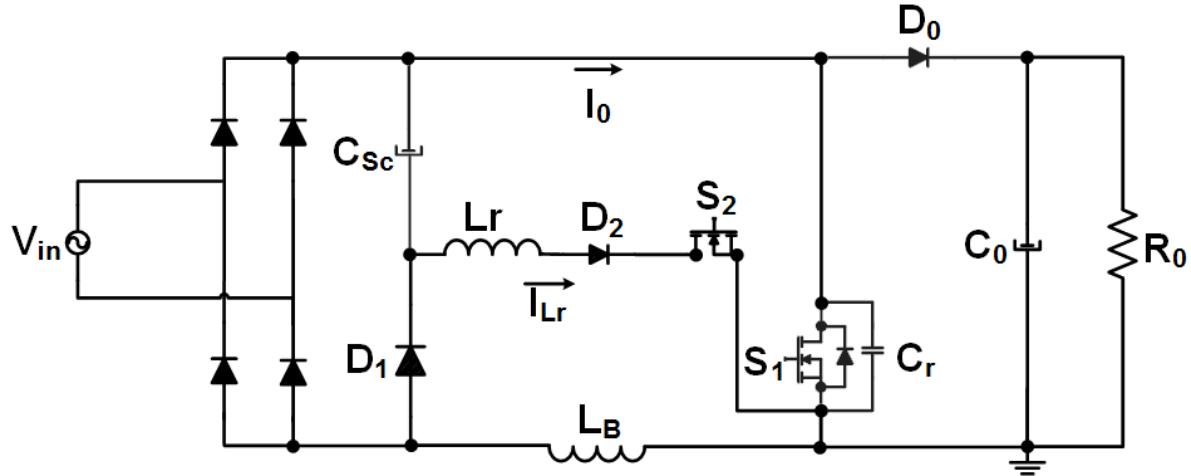
2.3 Etapas de funcionamento

O funcionamento do conversor pré-regulador proposto será apresentado em forma de etapas de funcionamento ao longo de um ciclo de operação. Estas correspondem aos diferentes estados dos semicondutores que compõem a estrutura e permitem descrever o comportamento das variáveis de interesse que apresentam variações temporais previsíveis em função da configuração do circuito elétrico resultante em cada ciclo de operação. Para o estudo didático e simplificação da análise, algumas condições devem ser adotadas:

- 1- Todos os elementos semicondutores são considerados ideais. Consequentemente a resistência em estado de condução é nula; em estado de bloqueio é infinita e os tempos de acionamento e desligamento são infinitamente pequenos;
- 2- Os indutores e capacitores são considerados com resistência nula;
- 3- O conversor opera no modo de condução contínua, regime permanente e com frequência de chaveamento fixa;
- 4- O filtro de saída é grande o suficiente para que a tensão de saída seja considerada constante, ou seja, sem ripple durante o período de chaveamento;
- 5- O fator de qualidade é considerado infinito, ou seja, não existem perdas no circuito ressonante;
- 6- A frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da tensão de entrada CA da rede, sendo considerada constante em um período de chaveamento.

Baseado nas considerações acima descritas utiliza-se o circuito simplificado demonstrado na Figura 2.3 para explicar as sete etapas de funcionamento do conversor Boost, considerando um único período de chaveamento.

Figura 2.3 - Circuito simplificado do Boost SR-ZCS-ZVS-PWM.



Fonte: Dados do próprio autor.

A modelagem matemática do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM é desenvolvida para cada etapa de funcionamento. Serão demonstrados a tensão no capacitor, as correntes nos indutores e a duração de cada etapa, com o objetivo de se calcular a expressão do ganho estático.

Além das considerações citadas anteriormente, os parâmetros definidos abaixo são utilizados durante o desenvolvimento das equações:

$$\alpha = \frac{I_0}{(V_0 - V_{in})} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.1)$$

$$\alpha_1 = \frac{I_0}{(V_0 - V_{Csc})} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.2)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r}} \quad (2.3)$$

$$K = \frac{V_{Csc}}{(V_{C_{Oboost}} - V_{Csc})} \quad (2.4)$$

$$K1 = \frac{V_{in}}{(V_0 - V_{in})} \quad (2.5)$$

$$K2 = \frac{V_{Csc}}{V_{in}} \quad (2.6)$$

$$D = \frac{T_{S_{boost}}}{T} \quad (2.7)$$

Onde:

α – Condutância normalizada para alimentação CA.

αl – Condutância normalizada para alimentação do supercapacitor.

$K1$ – Razão entre tensão de entrada e a diferença entre a mesma com a tensão de entrada.

$K2$ – Razão entre tensão do supercapacitor e a tensão de entrada.

I_0 – Corrente indutor Boost.

VC_{oBoost} – Tensão de saída.

V_{in} – Tensão de entrada.

V_{Csc} – Tensão no supercapacitor.

L_r – Indutor ressonante.

C_r – Capacitor ressonante.

C_{sc} – Supercapacitor.

ω_0 – Frequência de ressonância.

D – Razão cíclica.

T_s – Período da frequência de chaveamento.

T – Período total.

O funcionamento do conversor Boost pode ser dividido em um intervalo de tempo em que ele é alimentado pela tensão da CA da rede, e outro intervalo em que é alimentado pelo supercapacitor, devido à presença do diodo de potência D_1 no sistema, ou seja, sempre que a tensão da rede é menor que a tensão do supercapacitor o D_1 é polarizado diretamente e o supercapacitor atua como a fonte de alimentação do circuito.

Neste contexto, as etapas de funcionamento devem ser analisadas tanto para quando a alimentação for proveniente da rede CA, para quando for providenciada pelo supercapacitor.

2.3.1 *Etapas de funcionamento para alimentação da rede CA:*

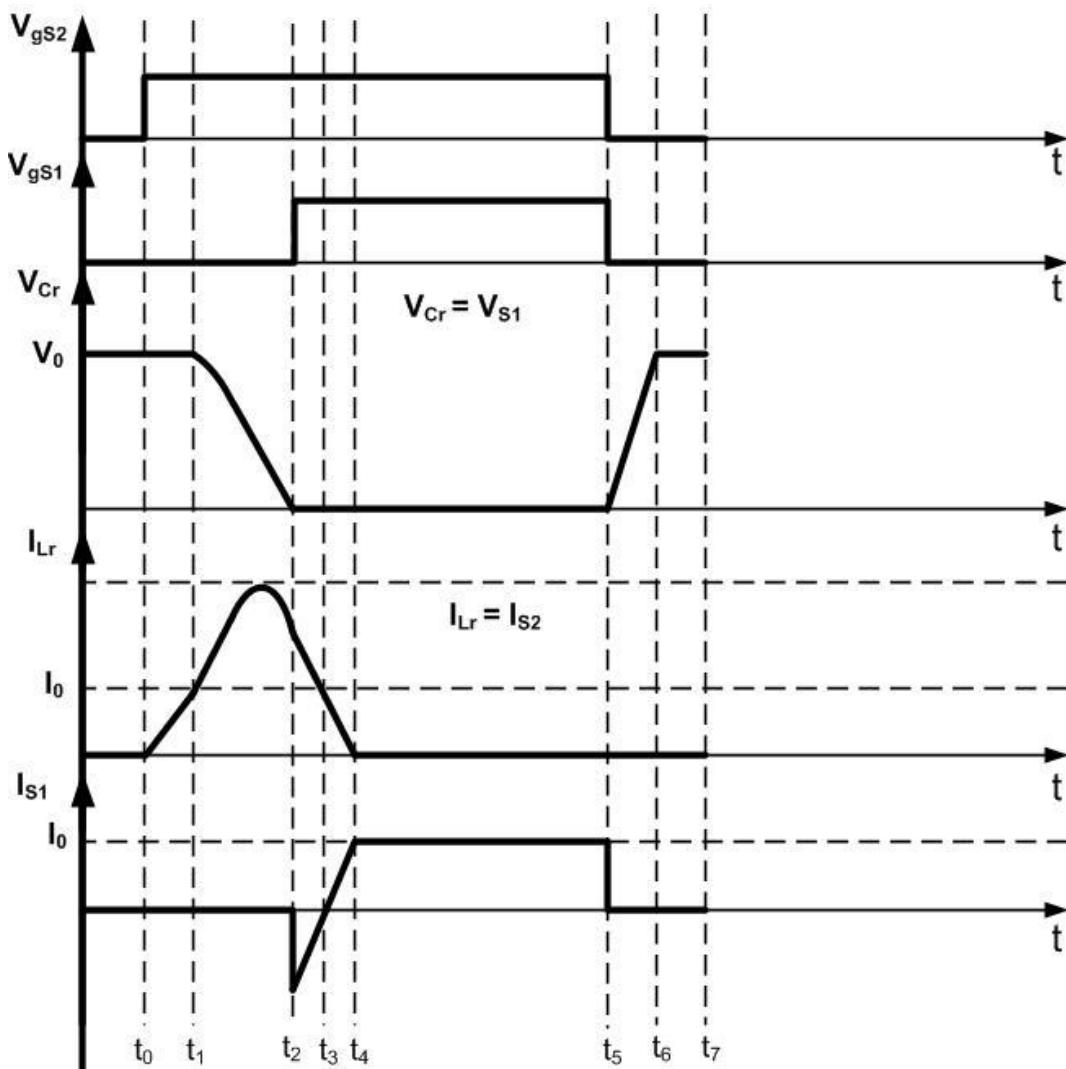
Nesta seção será apresentada a modelagem matemática do comportamento do conversor quando a alimentação é proveniente da rede CA.

Primeiramente, define a condição inicial onde a tensão do capacitor ressonante C_r é igual à tensão de saída do conversor e esta é maior que a tensão de entrada, sendo que a

energia armazenada no indutor está sendo transferida para a carga e todas as chaves controladas estão abertas.

As formas de onda teóricas das tensões e correntes nos principais elementos do conversor nas sete etapas de funcionamento, ou um ciclo de operação, são apresentadas na Figura 2.4.

Figura 2.4 - Principais formas de onda teóricas do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM operando em modo de condução contínua e regime permanente.



Fonte: Dados do próprio autor.

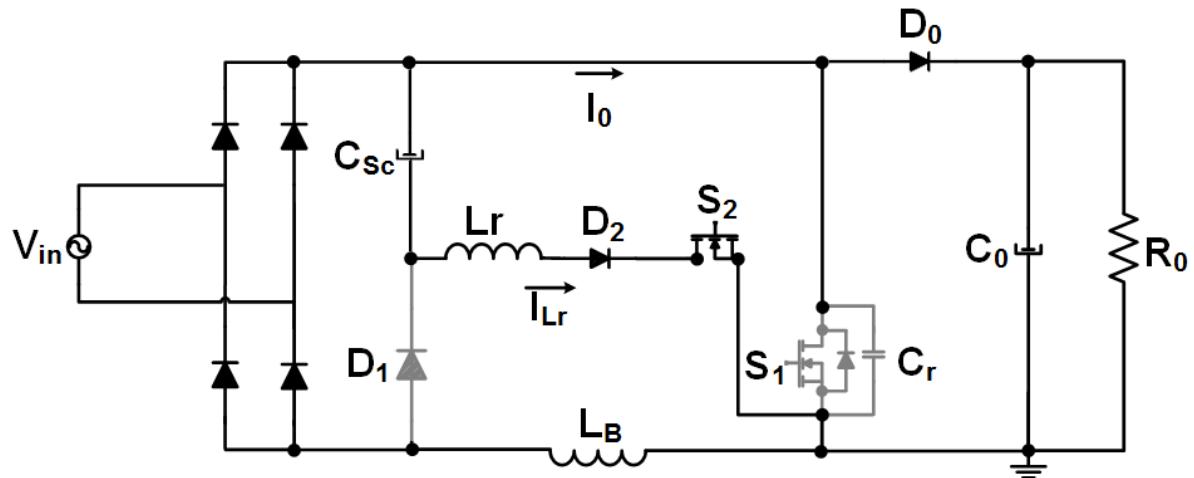
Primeira etapa: Δt_1 [t₀-t₁]:

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando, no tempo t₀, a chave auxiliar S₂ entra em condução e termina, no tempo t₁, quando a corrente do indutor ressonante é igual a corrente do indutor Boost (L_B) $i_{Lr} = I_0$. Com o fechamento de S₂, a corrente I₀ é desviada do diodo de

saída D_0 para o ramo desta chave, assim a corrente no indutor ressonante L_r cresce linearmente pela ação da fonte de corrente I_0 .

Analizando as malhas formadas nesta etapa, conclui-se que a entrada em condução da chave S_2 ocorre com corrente nula sem perdas por comutação (ZCS). A Figura 2.5 exemplifica o circuito equivalente desta primeira etapa. A parte em cinza em todos os desenhos que se seguem, indicam as partes do circuito que não atuam ativamente na etapa em questão.

Figura 2.5 - - Circuito da primeira etapa de funcionamento ($t_0 - t_1$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Observando-se o circuito da Figura 2.5 pode-se concluir as seguintes condições:

$$iL_r(t_0) = 0 \quad (2.8)$$

$$iL_r(t_1) = I_0 \quad (2.9)$$

$$vC_r(t_0) = VC_{Oboost} \quad (2.10)$$

$$vC_r(t_1) = VC_{Oboost} \quad (2.11)$$

Por (2.12), descreve matematicamente o comportamento da tensão no indutor ressonante L_r neste período:

$$vL_r(t) = L_r \cdot \frac{d(iL_r(t))}{dt} = VC_{Oboost} - V_{in} \quad (2.12)$$

Por (2.12), chega-se na expressão de corrente no indutor de ressonância L_r durante esta etapa de funcionamento.

$$iL_r(t) = \frac{VC_{Oboost} - V_{in}}{L_r} \cdot \int dt \quad (2.13)$$

$$iL_r(t) = \frac{VC_{Oboost} - V_{in}}{L_r} \cdot t + iL_r(t_0) \quad (2.14)$$

$$iL_r(t) = \frac{VC_{Oboost} - V_{in}}{L_r} \cdot t \quad (2.15)$$

Adota-se como condições de contorno desta etapa que $t = \Delta t_1 = t_1 - t_0$. Então:

$$iL_r(t_1) = I_0 \quad (2.16)$$

Dessa forma em (2.15) pode ser manipulada com o objetivo de se determinar a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$I_0 = \frac{VC_{Oboost} - V_{in}}{L_r} \cdot \Delta t_1 \quad (2.17)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0 \cdot L_r}{VC_{Oboost} - V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{C_r}} \quad (2.18)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0}{VC_{Oboost} - V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{L_r^2 \cdot C_r}{C_r}} \quad (2.19)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0}{VC_{Oboost} - V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.20)$$

Como já foi definido anteriormente:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_r}} \quad (2.21)$$

$$\alpha = \frac{I_0}{VC_{Oboost} - V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.22)$$

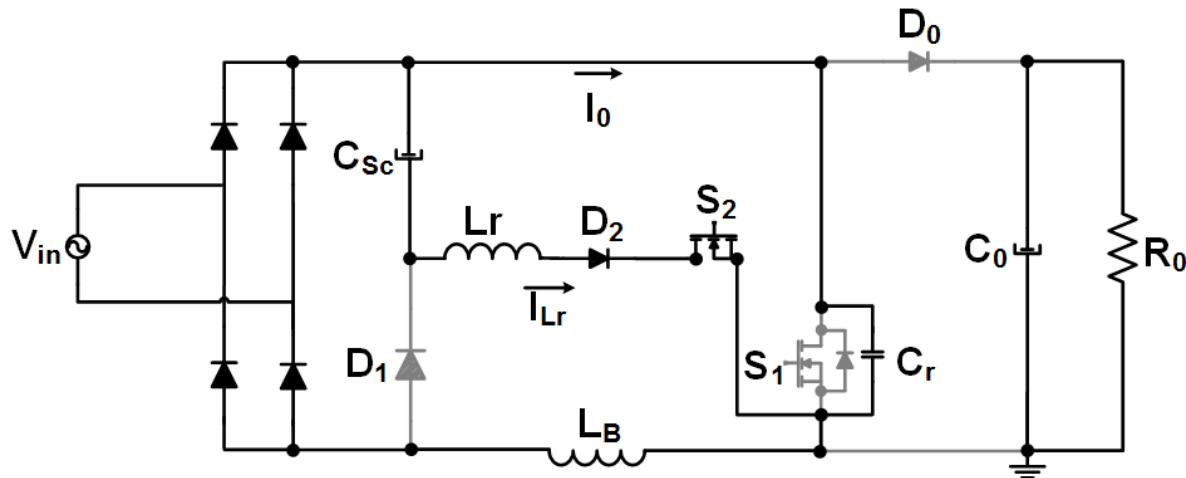
Onde em (2.22) representa a corrente de entrada parametrizada em função da tensão de saída. Assim, o tempo para a primeira etapa é dado por:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (2.23)$$

Segunda etapa: $\Delta t_2 [t_1-t_2]$:

Esta etapa de funcionamento pode ser descrita como etapa ressonante, uma vez que se inicia quando o diodo D_0 e D_1 são polarizados reversamente e o capacitor ressonante passa a descarregar via indutor ressonante L_r . A corrente no indutor nesta etapa é a soma da corrente do indutor de entrada (I_0) mais a corrente do capacitor ressonante (i_{Cr}). Como o diodo D_1 está bloqueado haverá corrente passando para o supercapacitor C_{sc} , ocasionando o carregamento do mesmo. Durante esta etapa o circuito ressonante oscila até o momento que capacitor ressonante descarrega totalmente. O circuito equivalente deste estágio de operação é ilustrado na Figura 2.6.

Figura 2.6 - - Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento ($t_1 - t_2$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Nesta etapa de funcionamento as principais variáveis elétricas deste circuito apresentam as seguintes condições iniciais no tempo t_1 e finais no tempo t_2 :

$$i_{Lr}(t_1) = I_0 \quad (2.24)$$

$$i_{Lr}(t_2) = i_{Cr}(t) + I_0 \quad (2.25)$$

$$v_{Cr}(t_1) = V_{C_{Oboost}} \quad (2.26)$$

$$v_{Cr}(t_2) = 0 \quad (2.27)$$

Em (2.28) demonstra a corrente do capacitor ressonante C_r :

$$i_{Cr}(t) = C_r \cdot \frac{d(v_{Cr}(t))}{dt} \quad (2.28)$$

Em (2.29) demonstra a corrente no indutor ressonante L_r :

$$iL_r(t) = iC_r(t) + I_0 \quad (2.29)$$

Em (2.30) demonstra a tensão no capacitor ressonante:

$$vC_r(t) = vL_r(t) + VC_{sc} \quad (2.30)$$

$$vC_r(t) = L_r \cdot \frac{d(iL_r(t))}{dt} + VC_{sc} \quad (2.31)$$

Isolando iC_r em (2.29) e substituindo em (2.28) e derivando a expressão resultante, tem-se:

$$\frac{d(iL_r(t))}{dt} = -C_r \cdot \frac{d^2(vC_r(t))}{dt^2} \quad (2.32)$$

Com (2.31) e (2.32) define-se a tensão no capacitor ressonante C_r :

$$vC_r(t) = -L_r \cdot C_r \cdot \frac{d^2(vC_r(t))}{dt^2} + VC_{sc} \quad (2.33)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.33), tem-se:

$$vC_r(s) = \frac{s vC_r(t_1)}{(s^2 + \omega_0^2)} + \frac{1}{(s^2 + \omega_0^2)} \frac{d(vC_r(t_1))}{ds} + \frac{VC_{sc}}{s \cdot (1 + \frac{s^2}{\omega_0^2})} \quad (2.34)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (2.34), tem-se:

$$vC_r(t) = (vC_r(t_1) - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d(vC_r(t_1))}{dt} \cdot \sin \omega_0 t + VC_{sc} \quad (2.35)$$

Substituindo (2.28) em (2.29), tem-se:

$$\frac{d(vC_r(t_1))}{dt} = \frac{I_0 - iL_r(t_1)}{C_r} \quad (2.36)$$

Substituindo (2.36) em (2.35), tem-se:

$$vC_r(t) = (vC_r(t_1) - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{C_r \cdot \omega_0} \cdot (I_0 - iL_r(t_1)) \cdot \sin \omega_0 t + VC_{sc} \quad (2.37)$$

Substituindo (2.37) em (2.28) e dividindo a resultante por $C_r \omega_0$, tem-se:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_0 + (vC_r(t_1) - VC_{sc}) \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot (I_0 - iL_r(t_1)) \cdot \cos \omega_0 t \quad (2.38)$$

Dadas as condições iniciais da etapa, tem-se que (2.37) e (2.38) podem ser expressas por:

$$vC_r(t) = (V_0 - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 t + VC_{sc} \quad (2.39)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_0 + (VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \sin \omega_0 t \quad (2.40)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_2 = t_2 - t_1$ e através de (2.39) da tensão no capacitor ressonante, tem-se:

$$vC_r(\Delta t_2) = (VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 \Delta t_2 + VC_{sc} \quad (2.41)$$

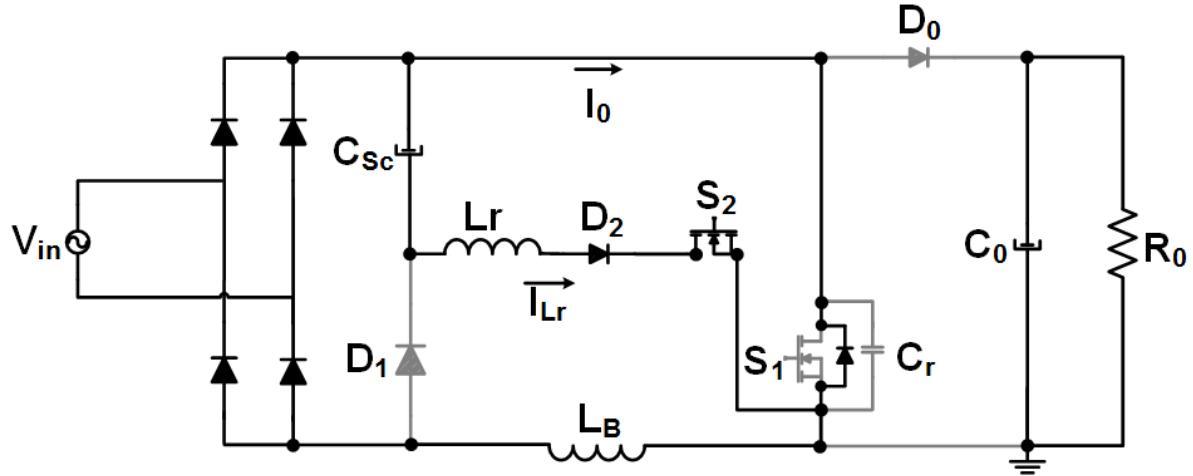
$$\cos \omega_0 \Delta t_2 = -\frac{VC_{sc}}{(VC_{Oboost} - VC_{sc})} \quad (2.42)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(\pi - \cos^{-1} K)}{\omega_0} \quad (2.43)$$

Terceira etapa: Δt3 [t2-t3]:

A terceira etapa de funcionamento tem início com a corrente iL_r decrescendo linearmente através do supercapacitor C_{sc} no tempo t_2 e termina com a corrente de $iL_r = I_0$ no tempo t_3 . Durante este estágio os diodos D_0 e D_1 continuam reversamente polarizados e a descarga ocorre através do diodo intrínseco da chave principal S_1 . A Figura 2.7 ilustra o circuito correspondente a esta etapa.

Figura 2.7 - Circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento ($t_2 - t_3$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Os valores de corrente e tensão no indutor e capacitor ressonantes no tempo inicial e final deste estágio de operação são descritos pelas seguintes equações:

$$iL_r(t_2) = I_0 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r} \cdot (VC_{Oboost} - VC_{sc})} \sin \omega_0 \Delta t_2 \quad (2.44)$$

$$iL_r(t_3) = I_0 \quad (2.45)$$

$$vC_r(t_2) = 0 \quad (2.46)$$

$$vC_r(t_3) = 0 \quad (2.47)$$

Nesta etapa a corrente do indutor ressonante iL_r pode ser expressa por:

$$\frac{d(iL_r(t))}{dt} = -\frac{V_{in}}{L_r} \quad (2.48)$$

$$iL_r(t) = -\frac{V_{in}}{L_r} \cdot t + iL_r(t_2) \quad (2.49)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_3 = t_3 - t_2$ e através de (2.49) da corrente no indutor ressonante, tem-se:

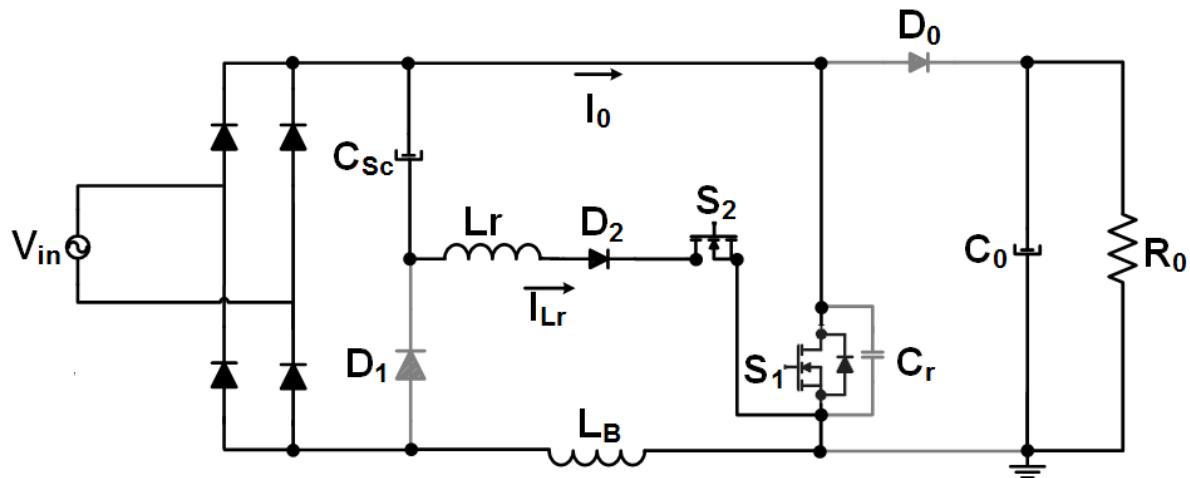
$$i_0 = -\frac{V_{in}}{L_r} \cdot \Delta t_3 + I_0 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r} \cdot (VC_{Oboost} - VC_{sc})} \cdot \sin \omega_0 \Delta t_2 \quad (2.50)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - K1^2}}{K1} \quad (2.51)$$

Quarta etapa: Δt_4 [t₃-t₄]:

Esta etapa de funcionamento inicia-se com o fechamento da chave principal S₁ com tensão nula (ZVS) no tempo t₃ e termina quando a corrente da chave S₁ atinge o valor de I₀ no tempo t₄. Nesta etapa a corrente do indutor ressonante decresce linearmente até zero e a corrente da chave principal S₁ cresce linearmente até o valor de I₀. O circuito equivalente desta etapa é ilustrado na Figura 2.8:

Figura 2.8 - Circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento (t₃ – t₄).



Fonte: Dados do próprio autor.

Para esta etapa, têm-se as condições finais e iniciais das correntes e tensão no indutor e capacitor ressonantes descritas abaixo:

$$i_{Lr}(t_3) = I_0 \quad (2.52)$$

$$i_{Lr}(t_4) = 0 \quad (2.53)$$

$$v_{Cr}(t_3) = 0 \quad (2.54)$$

$$v_{Cr}(t_4) = 0 \quad (2.55)$$

Da mesma forma que na terceira etapa de funcionamento, o valor da corrente do indutor ressonante L_r é representada por (2.48), resolvendo-a para esta etapa, tem-se:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_{in}}{L_r} \cdot t + i_{Lr}(t_3) \quad (2.56)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que t = Δt_4 = t₄ – t₃ e através de (2.56) da corrente do indutor ressonante, tem-se:

$$0 = -\frac{V_{in}}{L_r} \cdot \Delta t_4 + I_0 \quad (2.57)$$

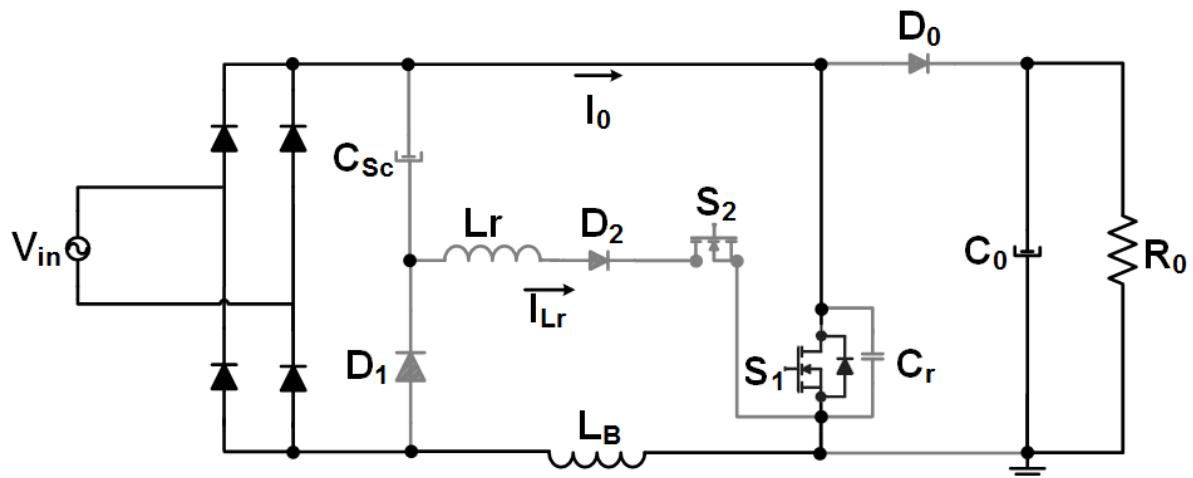
$$\Delta t_4 = L_r \cdot \frac{I_0}{V_{in}} \quad (2.58)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\alpha}{K1 \cdot \omega_0} \quad (2.59)$$

Quinta etapa: $\Delta t_5 [t_4-t_5]$:

Esta etapa de funcionamento tem início em t_4 quando a corrente da chave principal S_1 assume o valor I_0 e a chave auxiliar S_2 é aberta com tensão e corrente nula (ZVS-ZCS) e termina quando a chave S_1 é aberta com tensão nula (ZVS) no tempo t_5 . Nesta etapa os diodos D_0 , D_1 e D_2 estão reversamente polarizados e o indutor ressonante L_r totalmente descarregado, sendo que o supercapacitor não recebe mais energia. O circuito que representa este estágio de funcionamento é apresentado na Figura 2.9:

Figura 2.9 - Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento ($t_4 - t_5$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Nessa etapa, o circuito da Figura 2.9 apresenta as seguintes condições iniciais no tempo t_4 e finais no tempo t_5 :

$$iL_r(t_4) = 0 \quad (2.60)$$

$$iL_r(t_5) = 0 \quad (2.61)$$

$$vC_r(t_4) = 0 \quad (2.62)$$

$$vC_r(t_5) = 0 \quad (2.63)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_5 = t_5 - t_4$ e, através de (2.51) e (2.59), tem-se que o intervalo de tempo Δt_5 :

$$\Delta t_5 = D \cdot Ts_{boost} - \Delta t_4 - \Delta t_3 \quad (2.64)$$

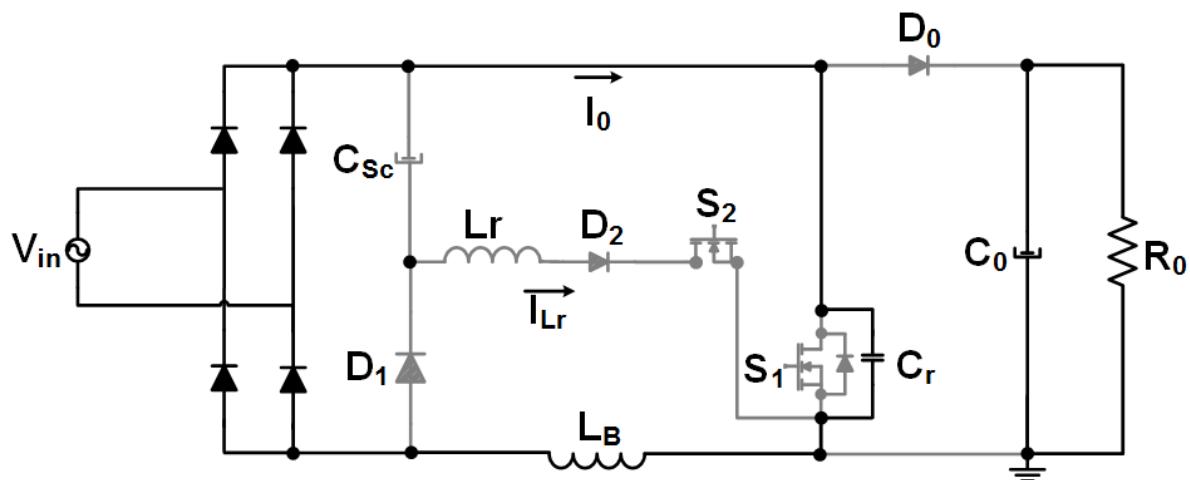
$$\Delta t_5 = D \cdot T s_{boost} - \frac{\alpha}{K1 \cdot \omega_0} - \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - K1^2}}{K1} \quad (2.65)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left(D \cdot T s_{boost} \cdot \omega_0 - \frac{\alpha}{K1} - \frac{\sqrt{1 - K1^2}}{K1} \right) \quad (2.66)$$

Sexta etapa: Δt_6 [t_5-t_6]:

Esta etapa de funcionamento tem início em t_5 com a abertura da chave principal S_1 em tensão nula (ZVS) e termina quando o capacitor ressonante C_r é carregado até atingir o valor da tensão de saída VC_{Oboost} . Nesta etapa os diodos D_0 D_1 , D_2 estão reversamente polarizados e, como as duas chaves estão abertas, ocorre o carregamento do capacitor ressonante C_r . O circuito equivalente correspondente a esta etapa é apresentado na Figura 2.10.

Figura 2.10 - Circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento ($t_5 - t_6$).



Fonte: Dados do próprio autor.

As condições iniciais e finais do circuito equivalente desta etapa são descritas abaixo:

$$iL_r(t_5) = 0 \quad (2.67)$$

$$iL_r(t_6) \equiv \theta \quad (2.68)$$

$$vC_r(t_5) \equiv \rho \quad (2.69)$$

$$vC_r(t_6) \equiv V C_{\text{object}} \quad (2.70)$$

Nesta etapa a tensão do capacitor ressonante C_r pode ser expressa como:

$$\frac{d(vC_r(t))}{dt} = \frac{I_o}{C_r} \quad (2.71)$$

$$vC_r(t) = \frac{I_0}{C_r} \cdot t \quad (2.72)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_6 = t_6 - t_5$ e através de (2.72) da tensão no capacitor ressonante, tem-se:

$$V_0 = \frac{I_0}{C_r} \cdot \Delta t_6 \quad (2.73)$$

$$\Delta t_6 = \frac{V C_{Oboost} \cdot C_r}{I_0} \quad (2.74)$$

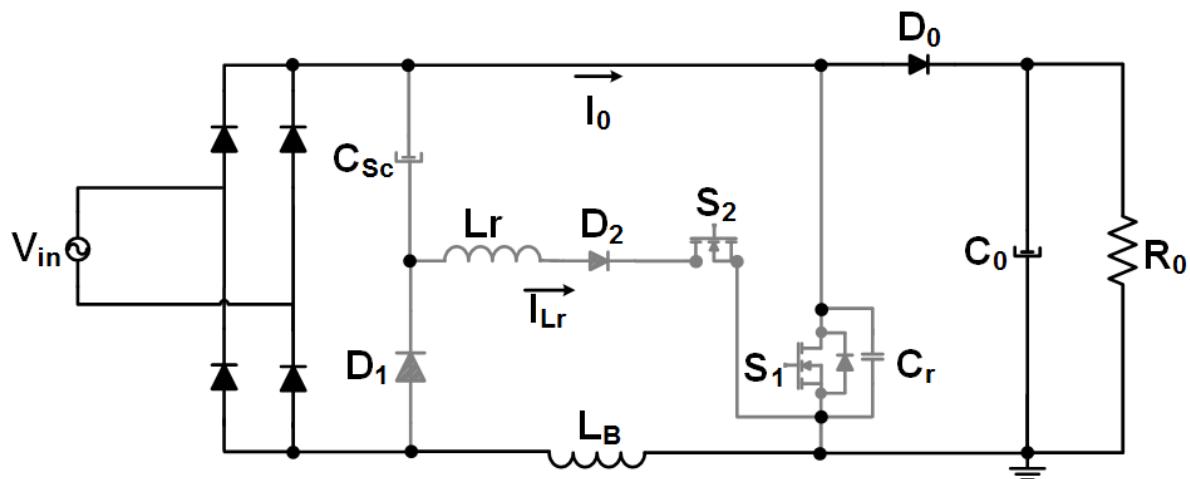
Multiplicando-se e dividindo-se (2.74) por ω_0 , tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{K_1 + 1}{\omega_0 \cdot \alpha} \quad (2.75)$$

Sétima etapa: $\Delta t_7 [t_6-t_7]$:

Esta etapa de funcionamento tem início em t_6 quando a tensão do capacitor ressonante C_r atinge o valor da tensão de saída $V C_{Oboost}$ e termina em t_7 quando a chave auxiliar S_2 entra em condução com corrente nula (ZCS), iniciando o ciclo de comutação novamente. Nesta etapa a corrente I_0 flui através do diodo D_0 , havendo transferência de energia para carga. O circuito equivalente correspondente a esta etapa é apresentado na Figura 2.11.

Figura 2.11 - Circuito equivalente da sétima etapa de funcionamento ($t_6 - t_7$).



Fonte: Dados do próprio autor.

A equação do tempo de duração desta etapa pode ser definida como o período de chaveamento menos o intervalo das durações das seis etapas descritas anteriormente.

$$\Delta t_7 = Ts_{boost} - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6) \quad (2.76)$$

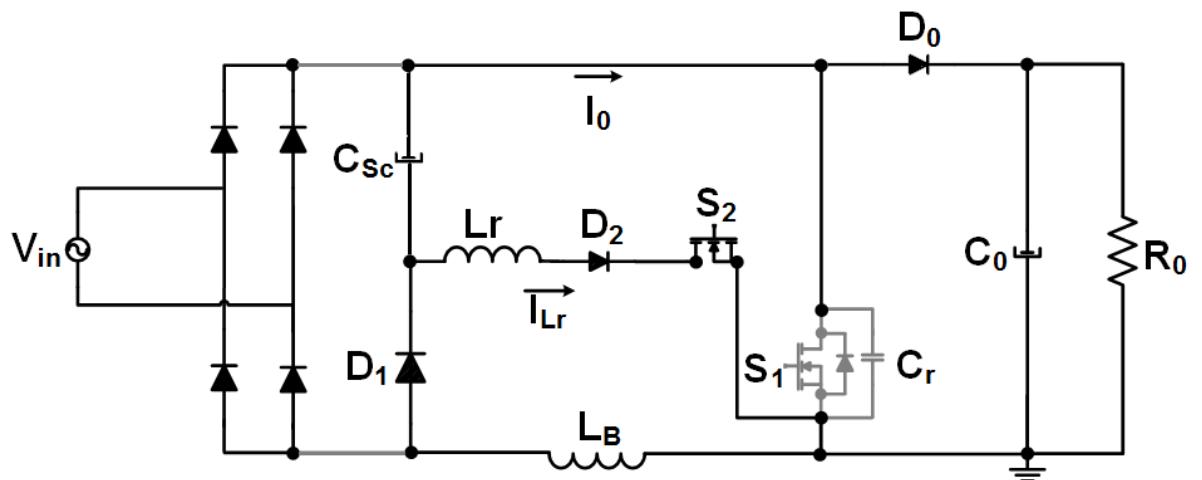
2.3.2 Etapas de funcionamento para alimentação do supercapacitor:

Nesta seção será apresentada a modelagem matemática do comportamento do conversor quando a alimentação é proveniente do supercapacitor, ou seja, quando a tensão do supercapacitor é maior que a CA. Não será realizada a análise teórica de cada etapa como na seção anterior, uma vez que elas são análogas.

Primeira etapa: $\Delta t_1 [t_0-t_1]$:

A Figura 2.12 exemplifica o circuito equivalente desta primeira etapa. A parte em cinza em todos os desenhos que seguem, indica as partes do circuito que não atuam ativamente na etapa em questão.

Figura 2.12 - Circuito da primeira etapa de funcionamento ($t_0 - t_1$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Observando-se o circuito da Figura 2.12, podemos concluir as seguintes condições:

$$i_{Lr}(t_0) = 0 \quad (2.77)$$

$$i_{Lr}(t_1) = I_0 \quad (2.78)$$

$$v_{Cr}(t_0) = V_{C0boost} \quad (2.79)$$

$$v_{Cr}(t_1) = V_{C0boost} \quad (2.80)$$

Em (2.12) descreve-se matematicamente o comportamento da tensão no indutor ressonante L_r neste período:

$$v_{L_r}(t) = L_r \cdot \frac{d(i_{L_r}(t))}{dt} = V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}} \quad (2.81)$$

Manipulando (2.12), chega-se na equação de corrente no indutor de ressonância L_r durante esta etapa de funcionamento.

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}}{L_r} \cdot \int dt \quad (2.82)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}}{L_r} \cdot t + i_{L_r}(t_0) \quad (2.83)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}}{L_r} \cdot t \quad (2.84)$$

Adota-se como condições de contorno desta etapa que $t = \Delta t_1 = t_1 - t_0$. Então:

$$i_{L_r}(t_1) = I_0 \quad (2.85)$$

Dessa forma, (2.85) pode ser manipulada com o objetivo de se determinar a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$I_0 = \frac{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}}{L_r} \cdot \Delta t_1 \quad (2.86)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0 \cdot L_r}{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{C_r}} \quad (2.87)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0}{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}} \cdot \sqrt{\frac{L_r^2 \cdot C_r}{C_r}} \quad (2.88)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0}{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \sqrt{L_r C_r} \quad (2.89)$$

Como já foi definido anteriormente:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_r}} \quad (2.90)$$

$$\alpha_1 = \frac{I_0}{V_{C_{Oboost}} - V_{C_{sc}}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.91)$$

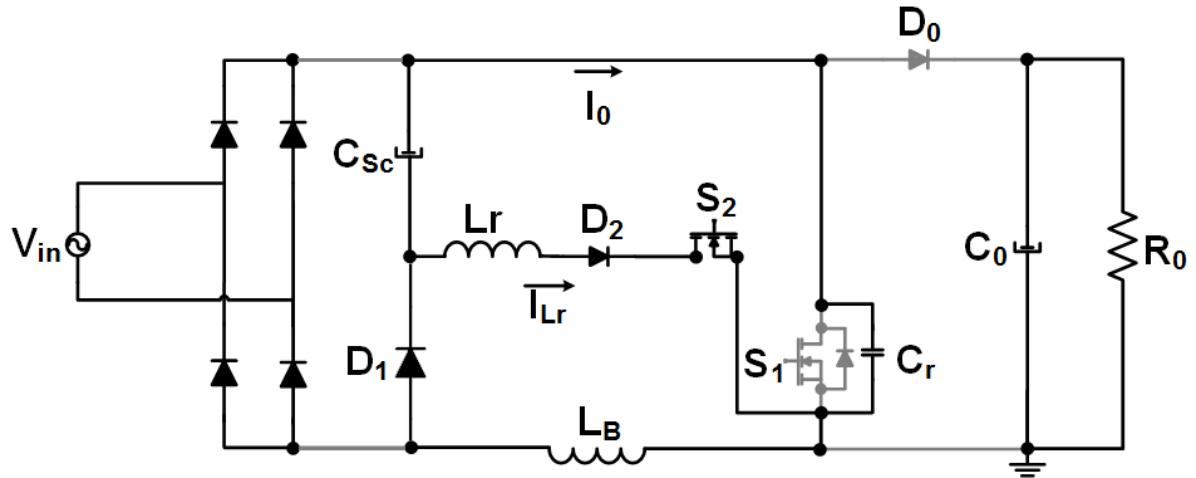
Onde (2.91) representa a corrente de entrada parametrizada em função da tensão de saída. Assim o tempo para a primeira etapa é dado por:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} \quad (2.92)$$

Segunda etapa: $\Delta t_2 [t_1-t_2]$:

O circuito equivalente desta etapa de funcionamento é ilustrado na Figura 2.13.

Figura 2.13 - Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento ($t_1 - t_2$).



Fonte: Dados do próprio autor.

As principais variáveis elétricas deste circuito nesta etapa apresentam as seguintes condições iniciais no tempo t_1 e finais no tempo t_2 :

$$iL_r(t_1) = I_0 \quad (2.93)$$

$$iL_r(t_2) = iC_r(t) + I_0 \quad (2.94)$$

$$vC_r(t_1) = VC_{0boost} \quad (2.95)$$

$$vC_r(t_2) = 0 \quad (2.96)$$

Em (2.97) demonstra-se a corrente do capacitor ressonante C_r :

$$iC_r(t) = C_r \cdot \frac{d(vC_r(t))}{dt} \quad (2.97)$$

Em (2.98) demonstra-se a corrente no indutor ressonante L_r :

$$iL_r(t) = iC_r(t) + I_0 \quad (2.98)$$

Em (2.99) demonstra-se a tensão no capacitor ressonante:

$$vC_r(t) = vL_r(t) + VC_{sc} \quad (2.99)$$

$$vC_r(t) = L_r \cdot \frac{d(iL_r(t))}{dt} + VC_{sc} \quad (2.100)$$

Isolando iC_r em (2.98) e substituindo em (2.97) e derivando a expressão resultante, tem-se:

$$\frac{d(iL_r(t))}{dt} = -C_r \cdot \frac{d^2(vC_r(t))}{dt^2} \quad (2.101)$$

Com (2.100) e (2.101) define-se a tensão no capacitor ressonante C_r :

$$vC_r(t) = -L_r \cdot C_r \cdot \frac{d^2(vC_r(t))}{dt^2} + VC_{sc} \quad (2.102)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.102), tem-se:

$$vC_r(s) = \frac{s \cdot vC_r(t_1)}{(s^2 + \omega_0^2)} + \frac{1}{(s^2 + \omega_0^2)} \frac{d(vC_r(t_1))}{ds} + \frac{VC_{sc}}{s \cdot (1 + \frac{s^2}{\omega_0^2})} \quad (2.103)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (2.103), tem-se:

$$vC_r(t) = (vC_r(t_1) - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d(vC_r(t_1))}{dt} \cdot \sin \omega_0 t + VC_{sc} \quad (2.104)$$

Substituindo (2.97) em (2.98), tem-se:

$$\frac{d(vC_r(t_1))}{dt} = \frac{I_0 - iL_r(t_1)}{C_r} \quad (2.105)$$

Substituindo (2.105) em (2.104), tem-se:

$$vC_r(t) = (vC_r(t_1) - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{C_r \omega_0} \cdot (I_0 - iL_r(t_1)) \cdot \sin \omega_0 t + VC_{sc} \quad (2.106)$$

Substituindo (2.106) em (2.97) e dividindo a resultante por $C_r \omega_0$, tem-se:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_0 + (vC_r(t_1) - VC_{sc}) \cdot \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot (I_0 - iL_r(t_1)) \cdot \cos \omega_0 t \quad (2.107)$$

Dadas as condições iniciais da etapa, (2.106) e (2.107) podem ser expressas por:

$$vC_r(t) = (VC_{0boost} - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 t + VC_{sc} \quad (2.108)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_0 + (VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \sin \omega_0 t \quad (2.109)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_2 = t_2 - t_1$ e, através de (2.108) da tensão no capacitor ressonante, tem-se:

$$vCr(\Delta t_2) = (VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 \Delta t_2 + VC_{sc} \quad (2.110)$$

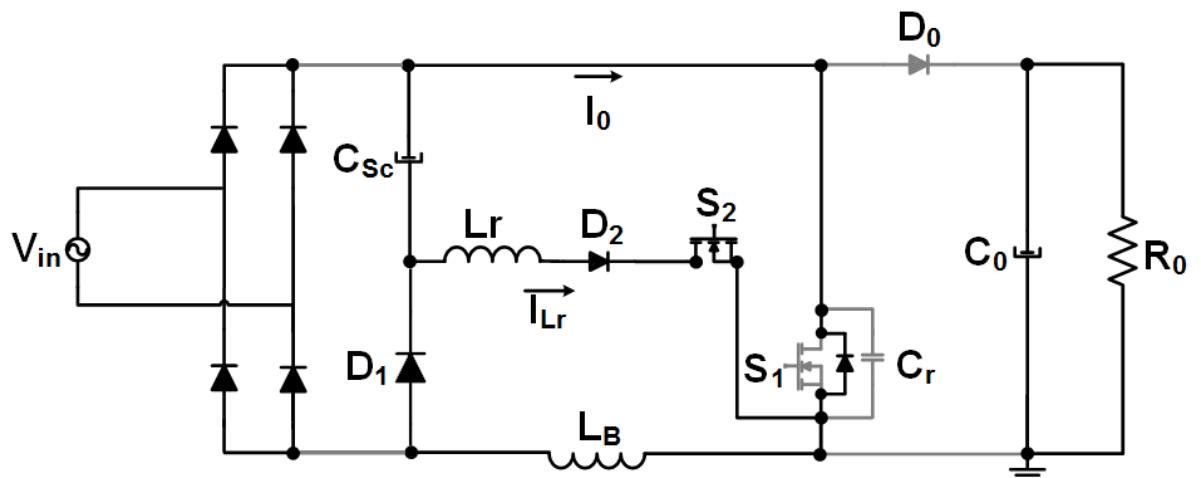
$$\cos \omega_0 \Delta t_2 = -\frac{VC_{sc}}{(VC_{Oboost} - VC_{sc})} \quad (2.111)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(\pi - \cos^{-1} K)}{\omega_0} \quad (2.112)$$

Terceira etapa: Δt_3 [t₂-t₃]:

A Figura 2.14 ilustra o circuito correspondente a esta etapa de funcionamento.

Figura 2.14 - Circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento (t₂ – t₃).



Fonte: Dados do próprio autor.

Os valores de corrente e tensão no indutor e capacitor ressonantes, no tempo inicial e final deste estágio de operação, são descritos pelas seguintes equações:

$$iL_r(t_2) = I_0 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot (VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \sin \omega_0 \Delta t_2 \quad (2.113)$$

$$iL_r(t_3) = I_0 \quad (2.114)$$

$$vCr(t_2) = 0 \quad (2.115)$$

$$vC_r(t_3) = 0 \quad (2.116)$$

Nesta etapa, a corrente do indutor ressonante iL_r pode ser expressa por:

$$\frac{d(iL_r(t))}{dt} = -\frac{VC_{sc}}{L_r} \quad (2.117)$$

$$iL_r(t) = -\frac{VC_{sc}}{L_r} \cdot t + iL_r(t_2) \quad (2.118)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_3 = t_3 - t_2$ e através de (2.118) da corrente no indutor ressonante, tem-se:

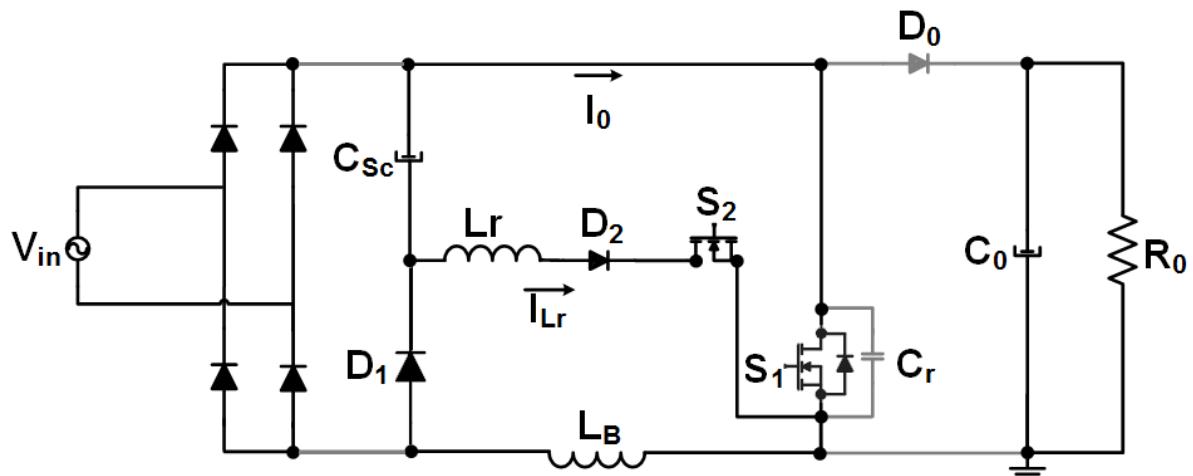
$$i_0 = -\frac{VC_{sc}}{L_r} \cdot \Delta t_3 + I_0 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r} \cdot (VC_{Oboost} - VC_{sc})} \cdot \sin \omega_0 \Delta t_2 \quad (2.119)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} \quad (2.120)$$

Quarta etapa: $\Delta t_4 [t_3 - t_4]$:

O circuito equivalente desta etapa de funcionamento é ilustrado na Figura 2.15:

Figura 2.15 - Circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento ($t_3 - t_4$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Para esta etapa, têm-se as condições finais e iniciais das correntes e tensão no indutor e capacitor ressonantes descritas abaixo:

$$iL_r(t_3) = I_0 \quad (2.121)$$

$$iL_r(t_4) = 0 \quad (2.122)$$

$$vC_r(t_3) = 0 \quad (2.123)$$

$$vC_r(t_4) = 0 \quad (2.124)$$

Da mesma forma que a terceira etapa de funcionamento, o valor da corrente do indutor ressonante L_r é representada por (2.117). Resolvendo-a para esta etapa temos:

$$iL_r(t) = -\frac{VC_{sc}}{L_r} \cdot t + iL_r(t_3) \quad (2.125)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_4 = t_4 - t_3$ e através de (2.125) da corrente do indutor ressonante, tem-se:

$$0 = -\frac{VC_{sc}}{L_r} \cdot \Delta t_4 + I_0 \quad (2.126)$$

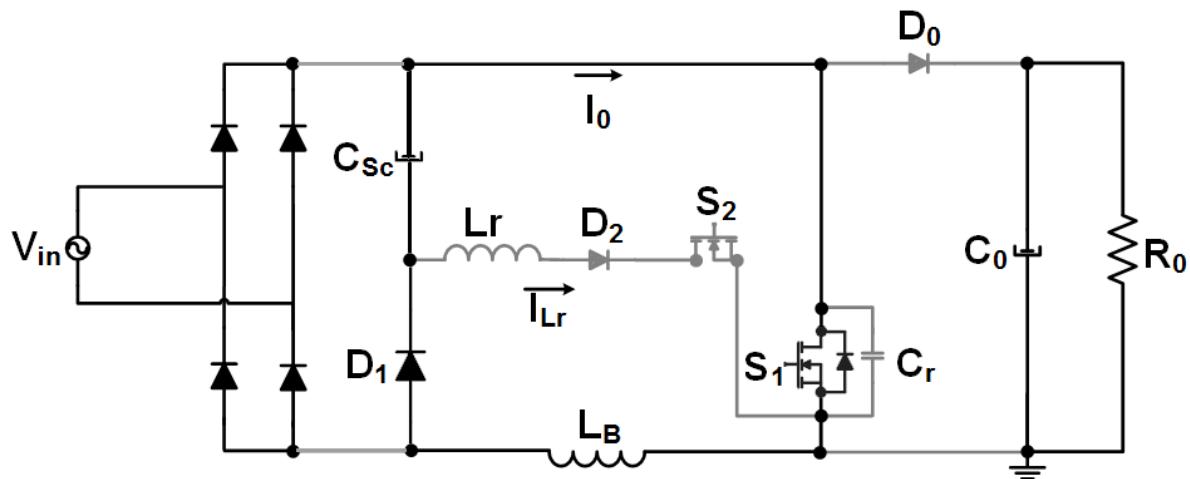
$$\Delta t_4 = L_r \cdot \frac{I_0}{VC_{sc}} \quad (2.127)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\alpha_1}{K \cdot \omega_0} \quad (2.128)$$

Quinta etapa: $\Delta t_5 [t_4-t_5]$:

O circuito que representa esta etapa de funcionamento é ilustrado na Figura 2.16:

Figura 2.16 - Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento ($t_4 - t_5$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Nessa etapa, o circuito da Figura 2.16 apresenta as seguintes condições iniciais no tempo t_4 e finais no tempo t_5 :

$$iL_r(t_4) = 0 \quad (2.129)$$

$$iL_r(t_5) = 0 \quad (2.130)$$

$$vC_r(t_4) = 0 \quad (2.131)$$

$$vC_r(t_5) = 0 \quad (2.132)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_5 = t_5 - t_4$ e, através de (2.120) e (2.128), tem-se que o intervalo de tempo Δt_5 :

$$\Delta t_5 = D \cdot Ts_{boost} - \Delta t_4 - \Delta t_3 \quad (2.133)$$

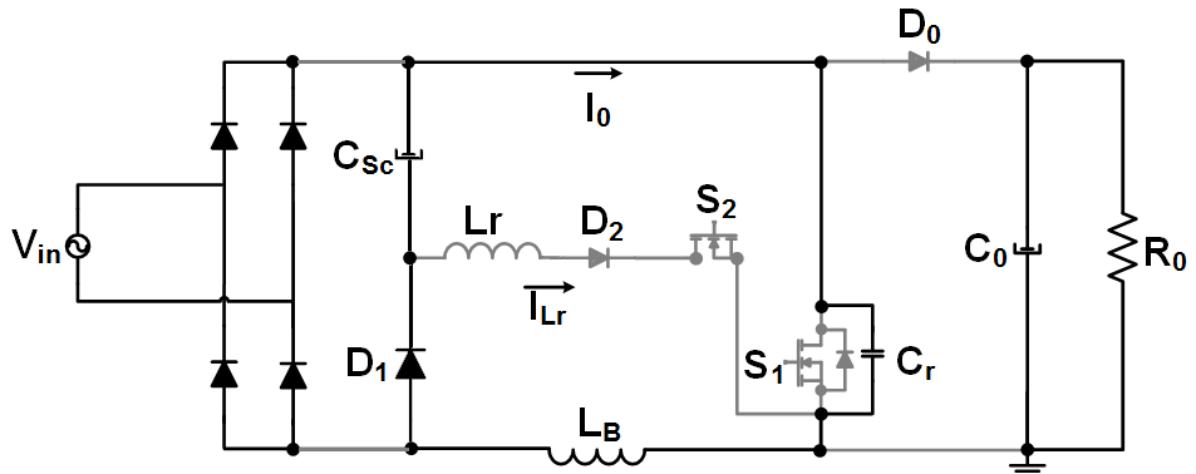
$$\Delta t_5 = D \cdot Ts_{boost} - \frac{\alpha 1}{K \cdot \omega_0} - \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} \quad (2.134)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left(D \cdot Ts_{boost} \cdot \omega_0 - \frac{\alpha 1}{K} - \frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} \right) \quad (2.135)$$

Sexta etapa: Δt_6 [t₅-t₆]:

O circuito equivalente correspondente a esta etapa de funcionamento é ilustrado na Figura 2.17.

Figura 2.17 - Circuito equivalente da sexta etapa de fucionamento (t₅ – t₆).



Fonte: Dados do próprio autor.

As condições iniciais e finais do circuito equivalente desta etapa são descritas abaixo:

$$iL_r(t_5) = 0 \quad (2.136)$$

$$iL_r(t_6) = 0 \quad (2.137)$$

$$vC_r(t_5) = 0 \quad (2.138)$$

$$vC_r(t_6) = VC_{0boost} \quad (2.139)$$

Nesta etapa a tensão do capacitor ressonante C_r pode ser expressa como:

$$\frac{d(vC_r(t))}{dt} = \frac{I_0}{C_r} \quad (2.140)$$

$$vC_r(t) = \frac{I_0}{C_r} \cdot t \quad (2.141)$$

Das condições de contorno desta etapa tem-se que $t = \Delta t_6 = t_6 - t_5$ e através de (2.141) da tensão no capacitor ressonante, tem-se:

$$V_0 = \frac{I_0}{C_r} \cdot \Delta t_6 \quad (2.142)$$

$$\Delta t_6 = \frac{V C_{0booster} \cdot C_r}{I_0} \quad (2.143)$$

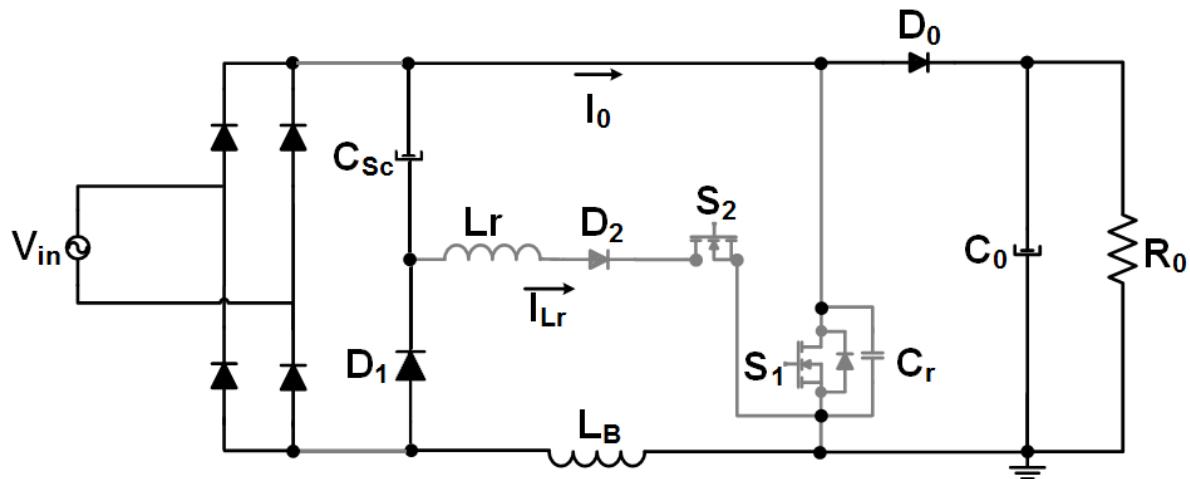
Multiplicando-se e dividindo-se (2.143) por ω_0 , tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{K + 1}{\omega_0 \cdot \alpha_1} \quad (2.144)$$

Sétima etapa: $\Delta t_7 [t_6 - t_7]$:

O circuito equivalente correspondente a esta etapa de funcionamento é ilustrado na Figura 2.18.

Figura 2.18 - Circuito equivalente da sétima etapa de funcionamento ($t_6 - t_7$).



Fonte: Dados do próprio autor.

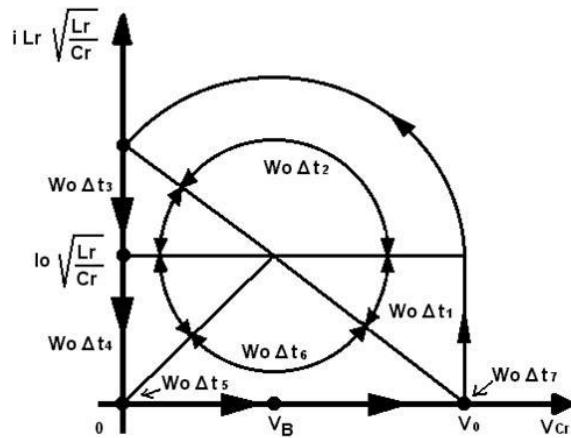
A equação do tempo de duração desta etapa pode ser definida como o período de chaveamento menos o intervalo das durações das seis etapas descritas anteriormente.

$$\Delta t_7 = T_{sbooster} - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6) \quad (2.145)$$

2.4 Plano de fases

Pode-se obter outra visualização dos modos de operação do conversor através dos planos de fases. O plano de fase de qualquer circuito oscilante representa a evolução da corrente e da tensão de um circuito ressonante no plano cartesiano. Para o conversor Boost proposto será traçado um plano de fase, pois existe somente uma malha ressonante representada pelo indutor ressonante L_r com o capacitor C_r . O plano de fase apresentado na Figura 2.19, representa o comportamento da corrente iL_r parametrizada, em função da tensão vC_r em cada etapa de funcionamento.

Figura 2.19 - Plano de fase da malha $L_r - C_r$ do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM.



Fonte: Dados do próprio autor.

2.5 Cálculo do ganho estático

Nesta seção será definida a equação do ganho estático do conversor proposto, a partir da simplificação do circuito apresentado na Figura 2.3 e a análise de todas as etapas de funcionamento descritas anteriormente. Analisando a malha externa do circuito simplificado apresentado na Figura 2.1, tem-se:

$$V_{in} - VC_{Oboost} - VD_0 - VL_B = 0 \quad (2.146)$$

$$V_{in(med)} - VC_{Oboost(med)} - VD_{0(med)} - VL_{B(med)} = 0 \quad (2.147)$$

Sabe-se da literatura que a tensão média de um indutor em um período de chaveamento é nula. Para simplificação, VC_{Oboost} é considerada uma tensão contínua com ausência de ondulação. Assim (2.147) é expressa por:

$$V_{in(med)} - VD_{0(med)} = VC_{Oboost(med)} \quad (2.148)$$

A tensão $V_{in(med)}$ é expressa por:

$$V_{in(med)} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{in(\omega t)} d\theta \quad (2.149)$$

Sabe-se que (2.149) é dividida em três etapas, a primeira e a terceira, como uma tensão constante e a segunda como uma tensão variável:

$$V_{in(med)} = \frac{1}{\pi} \cdot \left\{ \int_0^{\theta} VC_{sc} d\theta + \int_{\theta}^{\pi-\theta} V_{in(pk)} \cdot \sin \theta d\theta + \int_{\pi-\theta}^{\pi} VC_{sc} d\theta \right\} \quad (2.150)$$

$$V_{in(med)} = \frac{1}{\pi} \cdot \{ 2VC_{sc} \cdot \theta + V_{in(pk)}[-\cos(\pi - \theta) + \cos \theta] \} \quad (2.151)$$

$$V_{in(med)} = \frac{1}{\pi} \cdot \{ 2VC_{sc} \cdot \theta + V_{in(pk)} \cdot 2\cos \theta \} \quad (2.152)$$

$$V_{in(med)} = \frac{2}{\pi} \cdot \{ VC_{sc} \cdot \theta + V_{in(pk)} \cdot \cos \theta \} \quad (2.153)$$

O valor de médio da tensão no diodo D_0 ($VD_{0(med)}$) depende de cada etapa de operação e pode ser expressa por:

$$VD_{0(med)} = \frac{1}{Ts_{boost}} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} VC_{sc} \cdot [(VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \cos \omega_0 t + VC_{sc}] dt + D \cdot Ts_{boost} \cdot V_0 + \frac{V_0 \cdot \Delta t_6}{2} \right\} \quad (2.154)$$

$$VD_{0(med)} = \frac{1}{Ts_{boost}} \left\{ \frac{VC_{Oboost} - VC_{sc}}{\omega_0} \cdot \sin \omega_0 \Delta t_2 + VC_{sc} \cdot \Delta t_2 + D \cdot Ts_{boost} \cdot VC_{Oboost} + \frac{VC_{Oboost} \cdot \Delta t_6}{2} \right\} \quad (2.155)$$

Substituindo (2.43) e (2.75) em (2.155), tem-se:

$$VD_{0(med)} = \frac{VC_{sc}}{Ts_{boost} \cdot \omega_0} \cdot \left[\frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} + \pi - \cos^{-1} K \right] + D \cdot V_0 + \frac{VC_{Oboost}}{2Ts_{boost} \cdot \omega_0} \frac{K1 + 1}{\alpha} \quad (2.156)$$

Sabe-se que o ganho estático é expresso por:

$$G = \frac{VC_{Oboost(med)}}{V_{in(med)}} \quad (2.157)$$

Substituindo (2.148) em (2.157), tem-se:

$$G = \frac{V_{in(med)} - VD_{0(med)}}{V_{in(med)}} \quad (2.158)$$

Substituindo (2.153), (2.156) e (2.6) em (2.158), tem-se:

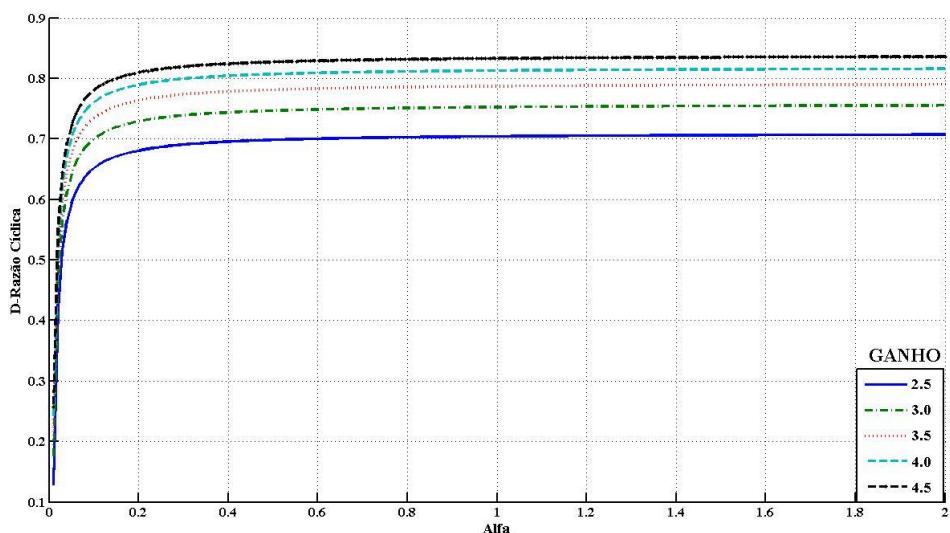
$$G = \frac{1 + \frac{K2}{TS_{boost} \cdot \omega_0} \cdot \left(\frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} + \pi - \cos^{-1} K \right)}{1 - D - \frac{1}{2TS_{boost} \cdot \omega_0} \cdot \frac{K1 + 1}{\alpha}} \quad (2.159)$$

2.6 Gráficos do ganho estático do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM

Através de (2.159) do ganho estático, calculada na seção anterior, é possível analisar o comportamento do conversor frente a condições de carga distintas.

Foi realizada também uma análise da variação da razão cíclica D em função da condutância normalizada α para alguns valores de ganho, apresentada no gráfico da Figura 2.21. Nota-se que para um valor de α menor que 0,1 o conversor proposto apresenta fortes características de um conversor quase-ressonante e para valores maiores de α o conversor proposto apresenta características de um conversor Boost PWM tradicional.

Figura 2.20 - Gráfico da razão cíclica em função da condutância normalizada α para diferentes valores de ganho.



Fonte: Dados do próprio autor.

2.7 Determinação dos Esforços Elétricos nos semicondutores do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM

Para uma correta especificação dos componentes a serem utilizados no conversor proposto, é recomendado o cálculo dos valores das correntes médias, e eficazes, bem como a tensão em cada elemento semicondutor. Esta seção trata dos cálculos das equações genéricas para estas grandezas elétricas, utilizando como ferramenta de cálculo o software MathCad®. Todos os cálculos foram realizados considerando que o supercapacitor está alimentando o sistema, sendo esta considerada a situação mais crítica do funcionamento do sistema. Com esta consideração não se faz necessário o cálculo da corrente do diodo D_1 sendo que esta sempre terá o valor da corrente do indutor do Boost, nem o cálculo da corrente do diodo D_2 , uma vez que este é submetido aos mesmos esforços da chave auxiliar S_2 .

2.7.1 Cálculo da corrente na chave principal (S_1)

Pela análise das etapas de operação do conversor, observa-se que a chave principal S_1 conduz corrente somente na terceira, quarta e quinta etapas. Assim, o valor da corrente média pode ser definido por:

$$I_{S1\text{(med)}} = \frac{1}{T_{S_{\text{boost}}}} \cdot \int_0^{T_S} I_{S1}(\omega_t) dt \quad (2.160)$$

Sabe-se que essa integral representa a área da forma de onda I_{S1} em cada etapa de funcionamento. Assim, com auxílio da Figura 2.12, e com objetivo de simplificar a resolução de (2.160), tem-se:

$$I_{S1\text{(med)}} = \frac{1}{T_{S_{\text{boost}}}} \cdot \left[-\frac{1}{2} \cdot (iL_r(t_2) - I_0) \cdot \Delta t_3 + \frac{1}{2} \cdot I_0 \cdot \Delta t_4 + I_0 \cdot \Delta t_5 \right] \quad (2.161)$$

Substituindo (2.120), (2.128) e (2.135) em (2.161), tem-se:

$$I_{S1\text{(med)}} = \frac{I_0}{T_{S_{\text{boost}}} \cdot \omega_0} \cdot \left[-\frac{\alpha_1}{2K} + \frac{1 - K^2}{2K \cdot \alpha_1} + \frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} \right] \quad (2.162)$$

A corrente eficaz da chave principal S_1 é definida por:

$$I_{S1(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \int_0^{Ts} I_{S1}(\omega_t)^2 dt} \quad (2.163)$$

$$I_{S1(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \int_0^{\Delta t_3} \left[\frac{-VC_{sc}}{L_r} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(\frac{VC_{sc}}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} I_0^2 dt} \quad (2.164)$$

Resolvendo (2.164) e substituindo (2.120), (2.128) e (2.135) na equação resultante, tem-se:

$$I_{S1(\text{rms})}^2 = \frac{I_0^2}{Ts_{\text{boost}} \cdot \omega_0} \cdot \left[\frac{K^2 \cdot (\cos^{-1} K)^3}{3\alpha_1^2} + \frac{1}{3K} - \frac{\alpha_1}{K} - \cos^{-1} K \right] \quad (2.165)$$

2.7.2 Cálculo da corrente na chave auxiliar (S_2)

A corrente na chave auxiliar S_2 é a mesma que circula pelo indutor ressonante L_r , denominada iL_r é a mesma do diodo D_2 . Pela análise das etapas de funcionamento do conversor tem-se que a chave auxiliar S_2 conduz corrente somente nas primeira, segunda, terceira e quarta etapas. O valor médio desta corrente é definido por:

$$I_{S2(\text{med})} = \frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \int_0^{Ts} I_{S2}(\omega_t) dt \quad (2.166)$$

$$I_{S2(\text{med})} = \frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \frac{VC_{Oboost} - VC_{sc}}{L_r} \cdot t dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[(VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \sin \omega_0 t + I_0 \right] dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4} \left[-\frac{VC_{sc}}{L_r} \cdot t + I_0 \right] dt \quad (2.167)$$

$$I_{S2(\text{med})} = \frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \left\{ \frac{VC_{Oboost} - VC_{sc}}{2L_r} \cdot \Delta t_1^2 - (VC_{Oboost} - VC_{sc}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cos \omega_0 \cdot \Delta t_2 + I_0 \cdot \Delta t_2 - \frac{VC_{sc}}{2L_r} \cdot (\Delta t_3 + \Delta t_4)^2 + I_0 \cdot (\Delta t_3 + \Delta t_4) \right\} \quad (2.168)$$

Substituindo (2.92), (2.112), (2.120) e (2.128) em (2.168), tem-se:

$$I_{S2\text{(med)}} = \frac{I_0}{T_{S_{\text{boost}}} \omega_0} \left\{ \pi - \cos^{-1} K + \frac{\alpha \cdot (K + 1)}{2K} - \frac{K \cdot (2 + \alpha)}{2\alpha} + \frac{1}{2K} \cdot [1 + \sqrt{1 - K^2} \cdot (\alpha + 1)] \right\} \quad (2.169)$$

A corrente eficaz da chave principal S_2 é definida por:

$$I_{S2\text{(rms)}} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_{\text{boost}}}} \cdot \int_0^{T_S} I_{S2}(\omega_t)^2 dt} \quad (2.170)$$

$$\begin{aligned} I_{S2\text{(rms)}}^2 &= \frac{1}{T_{S_{\text{boost}}}} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{VC_{O_{\text{boost}}} - VC_{sc}}{L_r} t \right)^2 dt \\ &+ \int_0^{\Delta t_2} \left[(VC_{O_{\text{boost}}} - VC_{sc}) \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \cdot \sin \omega_0 t + I_0 \right]^2 dt \\ &+ \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4} \left[-\frac{VC_{sc}}{L_r} \cdot t + I_0 \right]^2 dt \end{aligned} \quad (2.171)$$

Resolvendo (2.171) e substituindo (2.92), (2.112), (2.120) e (2.128), tem-se:

$$\begin{aligned} I_{S2\text{(rms)}}^2 &= \frac{I_0^2}{T_{S_{\text{boost}}} \omega_0} \left\{ \frac{\alpha_1}{3} - \frac{1}{2\alpha_1^2} \left[\pi - \cos^{-1} K + \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cos^{-1} K) \right] - \frac{2K}{\alpha_1} - \pi \right. \\ &\left. + \cos^{-1} K + \frac{\sqrt{1 - K^2}}{\alpha_1} + 1 + K \cdot \left[\frac{\sqrt{1 - K^2} + \alpha_1}{\alpha_1^2} \right] \cdot \left[\cos^{-1} K + \frac{\alpha_1}{K} \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.172)$$

2.7.3 Cálculo da corrente no diodo D_0

Pela análise das etapas de operação do conversor Boost, tem-se que o diodo D_0 conduz corrente somente na primeira e na sétima etapas. O valor médio desta corrente é definido por:

$$I_{D0\text{(med)}} = \frac{1}{T_{S_{\text{boost}}}} \cdot \int_0^{T_S} I_{D0}(\omega_t) dt \quad (2.173)$$

Sabe-se que essa integral representa a área da forma de onda IS_1 em cada etapa de funcionamento. Assim, com auxílio da Figura 2.12, e com objetivo de simplificar a resolução de (2.173), tem-se:

$$ID_{0(\text{med})} = \frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \left(\frac{I_0 \cdot \Delta t_1}{2} + I_0 \cdot \Delta t_7 \right) \quad (2.174)$$

Substituindo (2.147) em (2.174), tem-se:

$$ID_{0(\text{med})} = \frac{I_0}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \left[\frac{\Delta t_1}{2} + Ts - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6) \right] \quad (2.175)$$

Substituindo (2.92), (2.112), (2.120), (2.128), (2.135) e (2.144) em (2.175), tem-se:

$$ID_{0(\text{med})} = I_0 - I_0 \cdot D - \frac{I_0}{Ts_{\text{boost}} \omega_0} \cdot \left[\frac{\alpha 1}{2} + \pi - \cos^{-1} K + \frac{K + 1}{\alpha 1} \right] \quad (2.176)$$

A corrente eficaz do diodo D_0 é definida por:

$$ID_{0(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \int_0^{Ts} ID_{0(\omega t)}^2 dt} \quad (2.177)$$

$$ID_{0(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{Ts_{\text{boost}}} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(I_0 - \frac{VC_{O\text{boost}} - VC_{sc}}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} I_0^2 dt} \quad (2.178)$$

Resolvendo (2.178) e substituindo (2.92), (2.112), (2.120), (2.128), (2.135) e (2.144), tem-se:

$$ID_{0(\text{rms})}^2 = I_0^2 - I_0^2 \cdot D - \frac{I_0^2}{Ts_{\text{boost}} \cdot \omega_0} \cdot \left[\pi - \cos^{-1} K + \frac{(K + 1)}{\alpha 1} + \frac{2\alpha 1}{3} \right] \quad (2.179)$$

2.7.4 Tensões sobre as chaves e diodos

Analizando as malhas formadas pelos circuitos equivalentes de cada etapa de funcionamento do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM, conclui-se que: as tensões sobre a chave S_1 e sobre o diodo D_0 não ultrapassam o valor da tensão de saída $VC_{O\text{boost}}$, as chave S_2

e o diodo D_2 ficam submetidos à tensão de saída VC_{Oboost} menos a tensão do supercapacitor V_{Csc} e o diodo D_1 fica submetido à máxima tensão de entrada.

2.8 Considerações Finais

Neste capítulo foram demonstradas todas as etapas de funcionamento do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM onde foi realizada uma análise quantitativa e qualitativa de cada etapa. Foi encontrada a equação do ganho estático deste conversor e foram realizadas algumas análises por meio de gráficos.

Todas as chaves controladas entram e saem de condução sem perdas, em modo não dissipativo, garantido pela operação ZCS e/ou ZVS. Observa-se através da equação do ganho estático que é possível realizar o controle da tensão de saída através da variação da largura de pulso D na chave principal, com a possibilidade de manter a frequência de chaveamento constante. Ou seja, este conversor consegue aliar a vantagem dos conversores quase-resonantes, representado pela mitigação das perdas por comutação, com a vantagem dos conversores PWM convencionais, cujo controle se faz em frequência fixa.

A Figura 2.11 demonstra as principais formas de onda teóricas do conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM. Esta figura exemplifica graficamente o que foi exposto nas etapas de funcionamento descritas no decorrer deste capítulo, onde nota-se a característica ZCS e/ou ZVS em todas as transições de estado tanto da chave principal S_1 como da chave auxiliar S_2 .

Uma característica importante obtida neste conversor refere-se ao fato de que em nenhum instante a tensão em qualquer chave semicondutora utilizada ultrapassa a tensão de saída. Tal fato é comprovado com simulações computacionais e com a observação das formas de onda experimentais obtidas através do protótipo construído. Esta característica é interessante do ponto de vista de custo, pois níveis mais elevados de tensão acarretam em maiores custos dos semicondutores.

Ao final deste capítulo, foram encontradas as equações genéricas para as correntes médias e eficazes em todos os semicondutores utilizados, juntamente com a análise de tensão sobre os mesmos.

No próximo capítulo é apresentado a análise do conversor Full-bridge utilizado como estágio inversor do sistema UPS proposto.

3 ANÁLISE ESTÁGIO INVERSOR FULL-BRIDGE

3.1 Considerações iniciais

Este capítulo tem como objetivo expor o conversor Full-bridge, utilizado como estágio inversor do sistema UPS proposto, apresentando sua descrição, tipo de modulação utilizada, etapas de funcionamento, as principais formas de onda teóricas e detalhes da comutação. Na análise quantitativa é demonstrado o equacionamento dos valores de corrente e tensão em cada componente semicondutor.

3.2 Descrição do inversor Full-Bridge

Os conversores chamados inversores de tensão são estruturas capazes de converter uma fonte de energia CC em uma fonte de energia CA, sendo capaz de controlar o nível do valor eficaz da tensão de saída e da frequência fundamental.

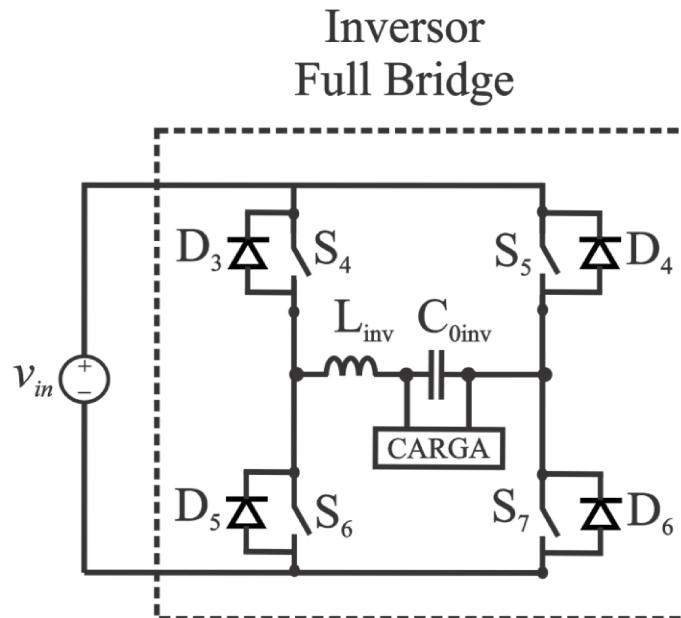
Os conversores CC-CA de tensão são os mais comumente encontrados na indústria, e podem ser alimentados através de qualquer fonte de tensão de corrente contínua, como circuitos retificadores com filtros, bancos de baterias, células a combustíveis ou rede de painéis solares fotovoltaicos. São utilizados em diversas aplicações, como acionamento de motores de indução, aquecimento de fornos elétricos, fontes ininterruptas de energia, aproveitamento de fontes alternativas de energia, etc (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001).

Os níveis de tensão ou de corrente de saída dos inversores podem ser fixos ou variáveis, assim como sua frequência de operação. As formas de onda na saída dos inversores são normalmente não senoidais (retangulares) apresentando alto conteúdo harmônico. Porém com o desenvolvimento atual dos dispositivos semicondutores de potência com alta velocidade de comutação, o conteúdo harmônico das formas de onda de saída dos conversores CC-CA podem ser minimizado, e em muitos casos reduzido significativamente, utilizando técnicas específicas de modulação e filtragem. Os inversores de tensão monofásicos podem ser encontrados nas configurações básicas: meia ponte (*Half-bridge*), ponte completa (*Full-bridge*) e *Push pull*.

O inversor em ponte completa (*Full-bridge Inverter*) consiste em dois braços inversores compostos por um par de chaves comandadas em antiparalelo com diodos de roda livre, como pode ser observado na Figura 3.1. Esta estrutura normalmente é utilizada para cargas

que demandam uma alta potência, tendo em vista que ela apresenta menores esforços de tensão e corrente nos interruptores, quando comparada com a estrutura inversora do tipo meia ponte. Essa estrutura é bastante versátil, pois com a utilização de uma modulação apropriada no comando dos interruptores e no estágio de saída, o inversor pode operar tanto na conversão CC-CC como na conversão CC-CA. Portanto, o Full-bridge pode ser aplicado no acionamento de motores CC, na implementação de inversores monofásicos e no estágio intermediário de alta frequência de fontes CC-CC isoladas. A principal desvantagem desta topologia se trata do elevado número de interruptores estáticos, que dependendo da potência do inversor pode representar em uma elevação nos custos de projeto do mesmo (MARTINS e BARBI, 2008).

Figura 3.1 – Diagrama esquemático do inversor Full-Bridge.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.3 Estratégia de Modulação Bipolar

A modulação por largura de pulso (PWM) varia a razão cíclica dos pulsos aplicado às chaves em uma alta frequência de comutação com o intuito de suprir uma determinada tensão ou corrente de saída em baixa frequência, ou seja, tem-se como objetivo criar uma sequência de pulsos que devem ter o mesmo valor fundamental de uma referência desejada.

O princípio de funcionamento do inversor Full-bridge está intimamente ligado à estratégia de modulação. Diversas são as estratégias de modulação propostas, entre as quais

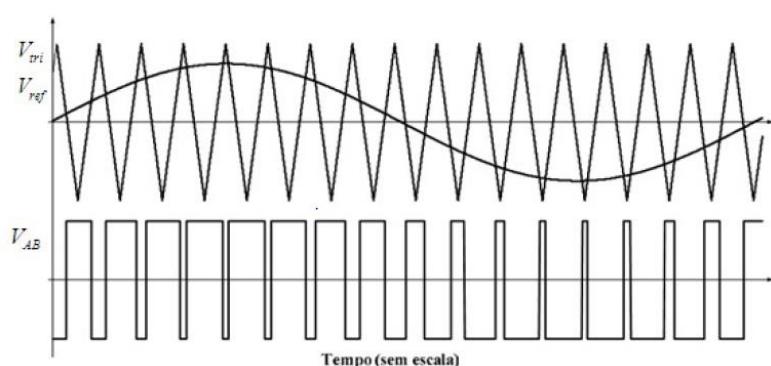
se podem citar a modulação por pulso único, por largura de pulsos múltiplos e iguais entre si, por largura de pulsos otimizada e por largura de pulso senoidal.

Uma técnica comum presente na literatura de tipos de modulação aplicáveis ao inversor Full-bridge é a modulação bipolar (HAEMING, 2005). Essa técnica de modulação permite a obtenção de uma tensão de saída alternada com valor eficaz variável a partir de uma tensão de entrada constante, utilizando o princípio da variação da largura do pulso de comando das chaves do inversor.

Na modulação bipolar, também conhecida como de dois níveis, o sinal de referência V_{ref} (moduladora) é comparado com um sinal triangular ou dente-de-serra V_{tri} (portadora) na frequência de comutação de modo a se obter os pulsos de comando para as chaves do inversor. No caso do inversor em ponte completa, quando o valor de referência é maior do que o valor da portadora, o respectivo braço comandado é comutado para o valor da tensão contínua do barramento de entrada. Quando o valor de referência é menor que o valor da portadora tem-se o valor da tensão de entrada invertido na saída do estágio inversor.

Este tipo de modulação foi escolhido por ser simples de ser elaborada, uma vez que é necessário apenas uma onda portadora e um sinal de referência senoidal e o comando das chaves é simples, visto que é necessário apenas um único comando para um par de chaves. Vale ressaltar que para o bom funcionamento do sistema, deve haver um tempo onde não há sinal (tempo morto) entre a comutação de um par de chaves para o outro, para que não ocorra curtos entre os braços do inversor. Um ponto negativo da modulação indicada é que o volume do magnético do indutor filtro é maior que do que em outros tipos de modulação (HAEMING, 2005). A Figura 3.2 demonstra a comparação dos sinais V_{tri} e V_{ref} e a respectiva tensão na saída do bloco inversor (V_{AB}).

Figura 3.2 – Modulação PWM Senoidal Bipolar.



Fonte: (HARFMAN-TODOROVIC, PALMA, *et al.*, 2008).

A largura dos pulsos enviados para os interruptores depende da amplitude da referência senoidal de tensão, fazendo com que a tensão V_{AB} tenha uma componente fundamental na mesma frequência da tensão de referência e os harmônicos deslocados em torno da frequência da portadora V_{tri} . Esta modulação apresenta a característica de possuir um único comando para cada duas chaves, como por exemplo, a chaves S_4 e S_7 . Nas outras duas chaves utiliza-se um comando complementar.

Portanto a topologia analisada é a do inversor monofásico de tensão tipo Full-bridge com modulação bipolar PWM senoidal capaz de produzir uma tensão de saída senoidal de valor médio nulo, simétrica em amplitude e com frequência constante.

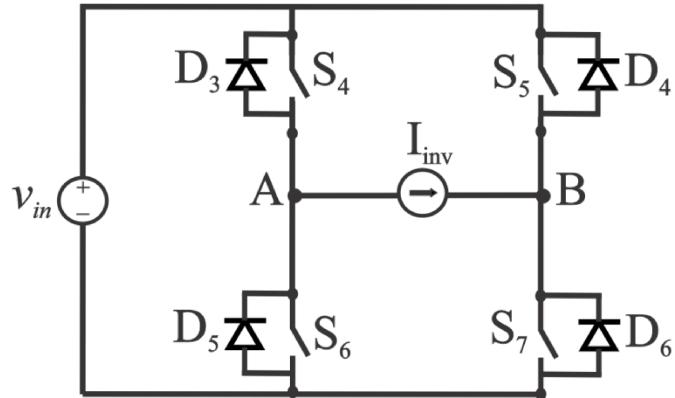
3.4 Etapas de Funcionamento

O funcionamento do inversor Full-bridge será apresentado em forma de etapas de funcionamento. Estas etapas correspondem aos diferentes estados dos semicondutores que compõem a estrutura, ao longo de um ciclo de operação, e permitem descrever o comportamento das variáveis de interesse. Para o seu estudo didático e simplificação da análise, algumas condições devem ser adotadas:

1. Todos os elementos semicondutores são ideais. Consequentemente a resistência em estado de condução é nula; em estado de bloqueio é infinita e os tempos de acionamento e desligamento são infinitamente pequenos;
2. Os indutores e capacitores possuem resistência nula;
3. O conversor opera no modo de condução contínua, regime permanente e com frequência de chaveamento fixa;
4. A carga do inversor possui característica de fonte de corrente. Portanto, para efeitos de simplificação, na descrição das etapas a seguir considera-se a carga como uma fonte de corrente de valor I_{inv} ;
5. Durante todo o semiciclo positivo da tensão de saída a corrente não muda de sentido na carga, invertendo somente no semiciclo negativo da tensão de saída.

Na modulação bipolar, o inversor apresenta quatro etapas de funcionamento, sendo que cada semiciclo da tensão de saída é responsável por duas etapas. Baseado nas considerações acima descritas utiliza-se o circuito simplificado demonstrado na Figura 3.3 para explicar as quatro etapas de funcionamento, considerando um único período de chaveamento.

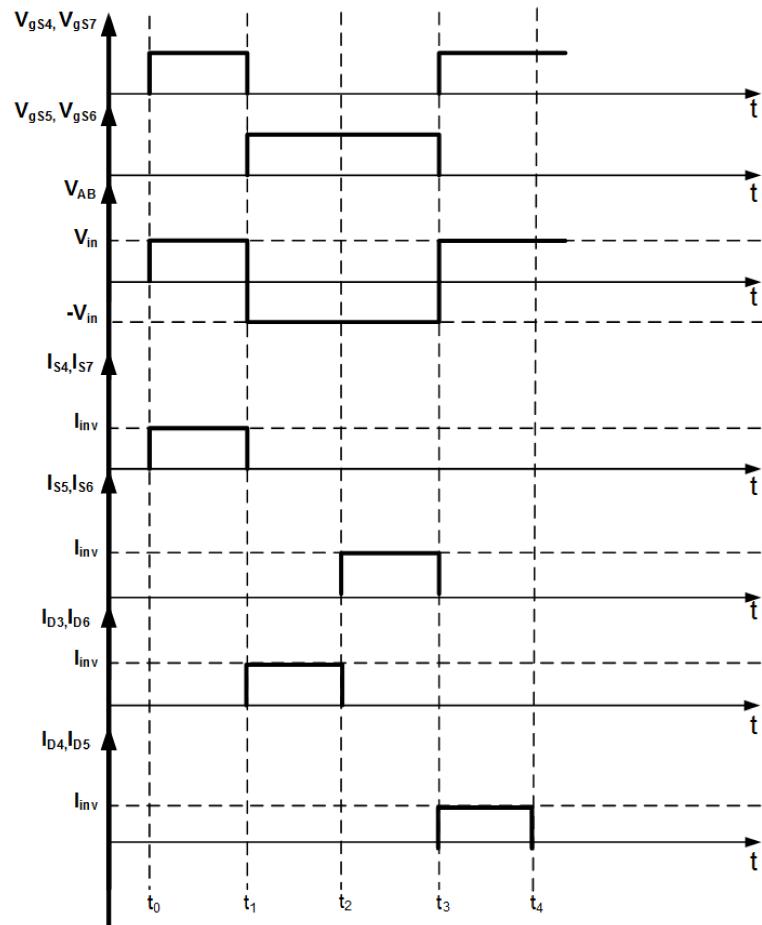
Figura 3.3 - Circuito simplificado do inversor Full-bridge.



Fonte: Dados do próprio autor.

As formas de onda teóricas das tensões e correntes nos principais elementos do conversor nas quatro etapas de funcionamento, ou um período de chaveamento, são apresentadas na Figura 3.4.

Figura 3.4 - Principais formas de onda teóricas do inversor Full-bridge operando em modo de condução contínua e regime permanente.



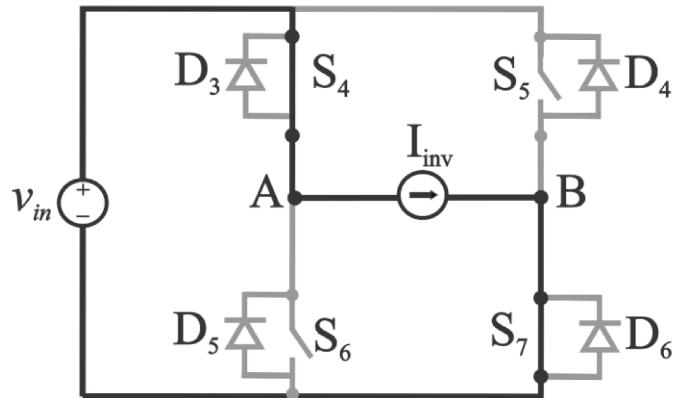
Fonte: Dados do próprio autor.

3.4.1 Primeira etapa: Δt_1 [$t_0 - t_1$]:

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando, no tempo t_0 , a chave S_4 e S_7 são colocadas em condução e termina, no tempo t_1 , quando as chaves S_4 e S_7 são abertas e as chaves S_5 e S_6 são colocadas em condução.

A Figura 3.5 exemplifica o circuito equivalente desta primeira etapa. A parte em cinza em todos os desenhos que seguem, indicam as partes do circuito que não atuam ativamente na etapa em questão.

Figura 3.5 - Circuito da primeira etapa de funcionamento do inversor ($t_0 - t_1$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Observando-se o circuito da Figura 3.5 podemos concluir as seguintes condições:

$$i_{S4}(t_0) = I_{inv} \quad (3.1)$$

$$i_{S5}(t_0) = 0 \quad (3.2)$$

$$i_{S6}(t_0) = 0 \quad (3.3)$$

$$i_{S7}(t_0) = I_{inv} \quad (3.4)$$

$$i_{S4}(t_1) = 0 \quad (3.5)$$

$$i_{S5}(t_1) = 0 \quad (3.6)$$

$$i_{S6}(t_1) = 0 \quad (3.7)$$

$$i_{S7}(t_1) = 0 \quad (3.8)$$

$$i_{D3}(t_0) = 0 \quad (3.9)$$

$$iD_4(t_0) = 0 \quad (3.10)$$

$$iD_5(t_0) = 0 \quad (3.11)$$

$$iD_6(t_0) = 0 \quad (3.12)$$

$$iD_3(t_1) = 0 \quad (3.13)$$

$$iD_4(t_1) = I_{inv} \quad (3.14)$$

$$iD_5(t_1) = I_{inv} \quad (3.15)$$

$$iD_6(t_1) = 0 \quad (3.16)$$

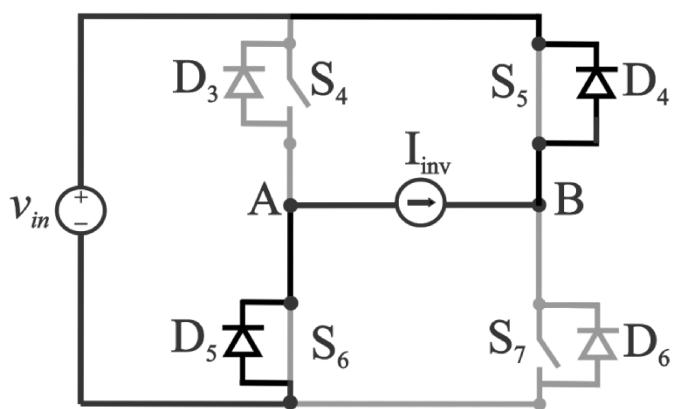
$$v_{AB}(t_0) = V_{in} \quad (3.17)$$

$$v_{AB}(t_1) = -V_{in} \quad (3.18)$$

3.4.2 Segunda etapa: Δt_2 [$t_1 - t_2$]:

Esta etapa de funcionamento se inicia no tempo t_1 , quando as chaves S_4 e S_7 são comandadas para abrir e as chaves S_5 e S_6 são comandadas para fechar. Como a corrente não muda de sentido neste semiciclo e os diodos D_4 e D_5 são polarizados diretamente e assumem a corrente de carga I_{inv} . Essa etapa termina no tempo t_2 , quando as chaves S_5 e S_6 assumem a corrente da carga. O circuito equivalente desta etapa é ilustrado na Figura 3.6.

Figura 3.6 - Circuito da segunda etapa de funcionamento do inversor ($t_1 - t_2$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Observando-se o circuito da Figura 3.6 podemos concluir as seguintes condições:

$$iS_4(t_1) = 0 \quad (3.19)$$

$$iS_5(t_1) = 0 \quad (3.20)$$

$$iS_6(t_1) = 0 \quad (3.21)$$

$$iS_7(t_1) = 0 \quad (3.22)$$

$$iS_4(t_2) = 0 \quad (3.23)$$

$$iS_5(t_2) = I_{inv} \quad (3.24)$$

$$iS_6(t_2) = I_{inv} \quad (3.25)$$

$$iS_7(t_2) = 0 \quad (3.26)$$

$$iD_3(t_1) = 0 \quad (3.27)$$

$$iD_4(t_1) = I_{inv} \quad (3.28)$$

$$iD_5(t_1) = I_{inv} \quad (3.29)$$

$$iD_6(t_1) = 0 \quad (3.30)$$

$$iD_3(t_2) = 0 \quad (3.31)$$

$$iD_4(t_2) = 0 \quad (3.32)$$

$$iD_5(t_2) = 0 \quad (3.33)$$

$$iD_6(t_2) = 0 \quad (3.34)$$

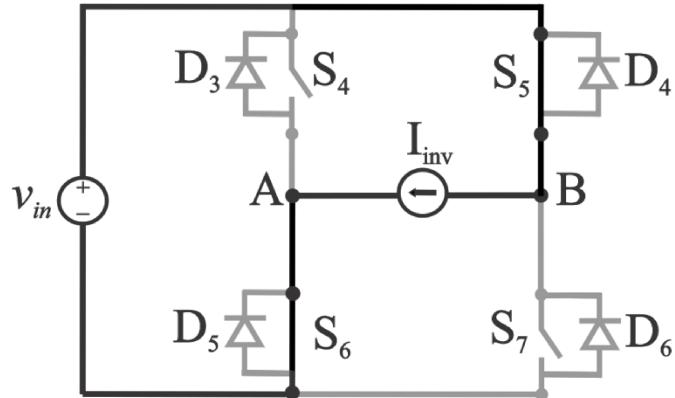
$$v_{AB}(t_1) = -V_{in} \quad (3.35)$$

$$v_{AB}(t_2) = -V_{in} \quad (3.36)$$

3.4.3 Terceira etapa: Δt_3 [t₂-t₃]:

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando, no tempo t₂, a chave S₅ e S₆ assumem a corrente da carga e termina, no tempo t₃, quando as chaves S₅ e S₆ são comandadas para abrir e as chaves S₄ e S₇ são colocadas em condução.

O circuito equivalente deste estágio de operação é ilustrado na Figura 3.7.

Figura 3.7 - Circuito da terceira etapa de funcionamento do inversor ($t_2 - t_3$).


Fonte: Dados do próprio autor.

Observando-se o circuito da Figura 3.7 podemos concluir as seguintes condições:

$$i_{S4}(t_2) = 0 \quad (3.37)$$

$$i_{S5}(t_2) = I_{inv} \quad (3.38)$$

$$i_{S6}(t_2) = I_{inv} \quad (3.39)$$

$$i_{S7}(t_2) = 0 \quad (3.40)$$

$$i_{S4}(t_3) = 0 \quad (3.41)$$

$$i_{S5}(t_3) = 0 \quad (3.42)$$

$$i_{S6}(t_3) = 0 \quad (3.43)$$

$$i_{S7}(t_3) = 0 \quad (3.44)$$

$$i_{D3}(t_2) = 0 \quad (3.45)$$

$$i_{D4}(t_2) = 0 \quad (3.46)$$

$$i_{D5}(t_2) = 0 \quad (3.47)$$

$$i_{D6}(t_2) = 0 \quad (3.48)$$

$$i_{D3}(t_3) = I_{inv} \quad (3.49)$$

$$i_{D4}(t_3) = 0 \quad (3.50)$$

$$i_{D5}(t_3) = 0 \quad (3.51)$$

$$iD_6(t_3) = I_{inv} \quad (3.52)$$

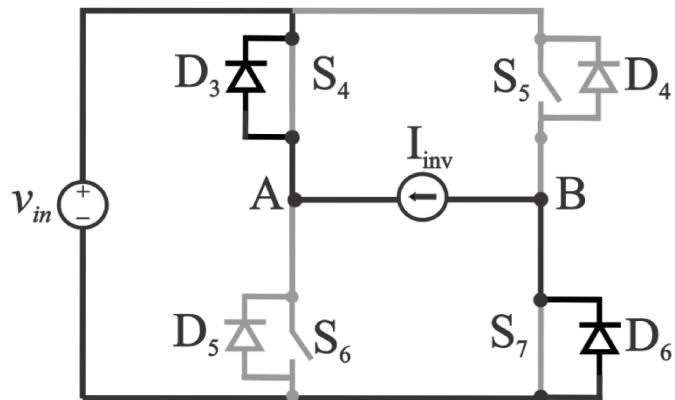
$$v_{AB}(t_2) = -V_{in} \quad (3.53)$$

$$v_{AB}(t_3) = V_{in} \quad (3.54)$$

3.4.4 Quarta etapa: Δt_4 [t_3-t_4]:

Esta etapa de funcionamento é análoga à segunda etapa e inicia-se no tempo t_3 , quando as chaves S_6 e S_5 são comandadas para abrir e as chaves S_4 e S_7 são comandadas para fechar. Como a corrente não muda de sentido neste semiciclo os diodos D_3 e D_6 são polarizados diretamente e assumem a corrente de carga I_{inv} . Essa etapa termina, no tempo t_4 , quando as chaves S_4 e S_7 assumem a corrente da carga, iniciando o ciclo de comutação novamente. O circuito equivalente deste estágio de operação é ilustrado na Figura 3.8.

Figura 3.8 - Circuito da quarta etapa de funcionamento do inversor ($t_3 - t_4$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Observando-se o circuito da Figura 3.8 podemos concluir as seguintes condições:

$$iS_4(t_3) = 0 \quad (3.55)$$

$$iS_5(t_3) = 0 \quad (3.56)$$

$$iS_6(t_3) = 0 \quad (3.57)$$

$$iS_7(t_3) = 0 \quad (3.58)$$

$$iS_4(t_4) = I_{inv} \quad (3.59)$$

$$iS_5(t_4) = 0 \quad (3.60)$$

$$iS_6(t_4) = 0 \quad (3.61)$$

$$iS_7(t_4) = I_{inv} \quad (3.62)$$

$$iD_3(t_3) = I_{inv} \quad (3.63)$$

$$iD_4(t_3) = 0 \quad (3.64)$$

$$iD_5(t_3) = 0 \quad (3.65)$$

$$iD_6(t_3) = I_{inv} \quad (3.66)$$

$$iD_3(t_4) = 0 \quad (3.67)$$

$$iD_4(t_4) = 0 \quad (3.68)$$

$$iD_5(t_4) = 0 \quad (3.69)$$

$$iD_6(t_4) = 0 \quad (3.70)$$

$$v_{AB}(t_3) = V_{in} \quad (3.71)$$

$$v_{AB}(t_4) = V_{in} \quad (3.72)$$

3.5 Determinação dos Esforços Elétricos nos Componentes do Inversor

A partir da análise das etapas de funcionamento e das formas de onda apresentadas, são determinados os principais esforços de tensão e corrente sobre os componentes do circuito do inversor. Esta seção trata dos cálculos das equações genéricas para estas grandezas elétricas, utilizando como ferramenta de cálculo o software MathCad®.

3.5.1 Esforços Elétricos nas Chaves S_4 - S_7

Os esforços de tensão e corrente são calculados para o interruptor S_4 . Os esforços para os interruptores S_5 , S_6 , e S_7 são os mesmos de S_4 .

Como a resposta do inversor depende do tipo de modulação deve-se definir o índice de modulação que é dado pela relação entre a tensão de pico da moduladora senoidal $V_{C(pk)}$, com a tensão de pico da portadora $V_{tri(pk)}$, e é expressa por (3.73):

$$M = \frac{V_{C(pk)}}{V_{tri(pk)}} \quad (3.73)$$

Em geral $V_{C(pk)}$ é variável e $V_{tri(pk)}$ é mantido constante. Portanto, teoricamente o parâmetro M pode variar de zero a um. Se $M \leq 1$, tem-se que amplitude da componente fundamental da tensão de saída apresenta uma relação linear com o índice de modulação (BEZERRA, 2009), podendo ser determinada por (3.74):

$$M = \frac{V_{inv(max)}}{VC_{Oboost}} \quad (3.74)$$

Onde $V_{inv(max)}$ é a amplitude da componente fundamental da tensão de saída e VC_{Oboost} é a tensão do barramento que corresponde à tensão de entrada do inversor, que no caso pode ser representado pela tensão de saída do conversor Boost proposto.

A corrente que atravessa o interruptor é a mesma que passa pelo indutor no período em que está em condução. É possível desprezar a variação de corrente no indutor, assim essa corrente torna-se próxima da corrente de saída.

A corrente de saída, considerando uma carga resistiva, pode ser expressa por:

$$i_{inv}(\omega t) = I_{inv(pk)} \cdot \operatorname{sen}(\omega t) \quad (3.75)$$

O intervalo de condução da chave pode ser definido em função do ciclo de comutação da mesma, expressa por:

$$\Delta t = D_{inv}(\omega t) \cdot T_{s_{inv}} \quad (3.76)$$

No qual $T_{s_{inv}}$ é o intervalo de comutação da chave do inversor e $D_{inv}(\omega t)$ é a razão cíclica média instantânea da chave, tem-se que:

$$D_{inv}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + M \cdot \operatorname{sen}(\omega t + \alpha)) \quad (3.77)$$

Aplicando a definição de valor médio, a corrente pode ser expressa por:

$$I_{S4(med)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi i_{inv}(\omega t) \cdot D_{inv}(\omega t) d(\omega t) \quad (3.78)$$

Substituindo (3.75) e (3.77) em (3.78) e procedendo a integralização, tem-se:

$$I_{S4(med)} = I_{inv(pk)} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \right) \quad (3.79)$$

De maneira semelhante que fora encontrada a corrente média, a corrente eficaz pode ser expressa através da corrente de saída nos momentos em que a chave está conduzindo. Assim, aplica-se a definição de valor eficaz:

$$I_{S4(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi (i_{inv}(\omega t) \cdot D_{inv}(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (3.80)$$

Substituindo (3.75) e (3.77) em (3.80) e procedendo com a integralização, tem-se o valor eficaz da corrente expressa por:

$$I_{S4(rms)} = \frac{I_{inv(pk)}}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot (9 \cdot M^2 + \frac{64}{\pi} \cdot M + 12)} \quad (3.81)$$

A corrente de pico que circula através das chaves é a corrente de saída somada a variação de corrente no indutor de filtro:

$$I_{S4(pk)} = I_{inv(pk)} + \frac{\Delta I_{Lmax}}{2} \quad (3.82)$$

Para o dimensionamento do indutor do filtro, é feita a consideração que o fator de potência de saída é unitário. A tensão no indutor é descrita por (3.83):

$$L_{inv} \cdot \frac{di_L}{dt} + v_{inv}(t) - VC_{Oboost} = 0 \quad (3.83)$$

Considerando que a tensão de saída senoidal, $v_{inv}(t)$ é descrita pela equação:

$$v_{inv}(t) = V_{inv(pk)} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.84)$$

Substituindo (3.84) em (3.83) tem-se:

$$L_{inv} \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} + v_{inv(pk)} \cdot \sin(\omega t) - VC_{Oboost} = 0 \quad (3.85)$$

Substituindo (3.77) em (3.76) e depois o resultado sendo substituído em (3.85), é possível obter a variação de corrente no indutor:

$$\Delta i_L(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(VC_{Oboost} - V_{inv(pk)} \cdot \sin(\omega t)) \cdot (1 + M \cdot \sin(\omega t + \alpha))}{L_{inv}} \cdot T_{S_{inv}} \quad (3.86)$$

Resolvendo (3.86) para $\omega t = 0$, ponto de valor máximo, e substituindo o valor em (3.74), pode-se expressar a variação máxima de corrente no indutor como:

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{VC_{Oboost}}{L_{inv} \cdot f_{s(inv)}} \quad (3.87)$$

Substituindo (3.87) em (3.82), tem-se:

$$I_{S4(pk)} = I_{inv(pk)} + \frac{1}{4} \frac{VC_{Oboost}}{L_{inv} \cdot f_{s(inv)}} \quad (3.88)$$

A tensão máxima sobre as chaves é a tensão do barramento CC, que no caso é a tensão de saída do conversor Boost proposto:

$$V_{S4(max)} = VC_{Oboost} \quad (3.89)$$

3.5.2 Esforços Elétricos nos Diodos em Antiparalelo das chaves S₄-S₇

Os esforços de tensão e corrente são calculados para o diodo D₃. Os esforços para os diodos D₄, D₅ e D₆ são os mesmos do diodo D₃.

A corrente média nos diodos é definida pela seguinte equação:

$$I_{D3(med)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi i_{inv}(\omega t) \cdot (1 - D_{inv}(\omega t)) d(\omega t) \quad (3.90)$$

Substituindo (3.75) e (3.77) em (3.90), tem-se a corrente média:

$$I_{D3(med)} = I_{inv(pk)} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \right) \quad (3.91)$$

Aplicando a definição de valor eficaz, a corrente no diodo pode ser expressa por (3.92):

$$I_{D3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi (i_{inv}(\omega t) \cdot (1 - D_{inv}(\omega t)))^2 d(\omega t)} \quad (3.92)$$

Substituindo (3.75) e (3.77) em (3.92) e procedendo com a integralização, tem-se:

$$I_{D3(rms)} = \frac{I_{inv(pk)}}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot (9 \cdot M^2 - \frac{64}{\pi} \cdot M + 12)} \quad (3.93)$$

A corrente de pico no diodo é expressa por (3.94):

$$I_{D3(pk)} = I_{inv(pk)} + \frac{\Delta I_{Lmax}}{2} \quad (3.94)$$

Substituindo (3.87) em (3.94), tem-se :

$$I_{D3(pk)} = I_{inv(pk)} + \frac{1}{4} \frac{V C_{Oboost}}{L_{inv} \cdot f_{s(inv)}} \quad (3.95)$$

A tensão máxima sobre os diodos é a tensão do barramento CC que no caso é a tensão de saída do conversor Boost proposto:

$$V_{D3(\max)} = VC_{Oboost} \quad (3.96)$$

3.5.3 Esforços Elétricos no Indutor do Inversor

A corrente eficaz no indutor pode ser aproximada pela seguinte equação:

$$I_{L(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} (i_{inv}(\omega t) + \frac{\Delta I_{Lmax}}{2})^2 d(\omega t)} \quad (3.97)$$

Substituindo (3.75) e (3.87) em (3.97) e procedendo com a integralização, o valor eficaz resulta em (3.98), aproximadamente:

$$I_{L(rms)} \cong I_{inv(rms)} \quad (3.98)$$

O valor da corrente de pico é determinado por (3.95):

$$I_{L(pk)} = I_{D3(pk)} \quad (3.99)$$

Resultando em:

$$I_{L(pk)} = I_{inv(pk)} + \frac{1}{4} \frac{VC_{Oboost}}{L_{inv} \cdot f_{s(inv)}} \quad (3.100)$$

3.5.4 Esforços Elétricos no Capacitor do Inversor

A tensão máxima sobre o capacitor é o pico da tensão de saída, assim:

$$V_{C0inv(pk)} = V_{inv(pk)} \quad (3.101)$$

A corrente eficaz no capacitor pode ser aproximada pelo valor médio da variação de corrente no indutor, já que toda essa variação deve ser absorvida pelo capacitor. Assim, a corrente eficaz no capacitor pode ser expressa por (3.102):

$$I_{C0inv(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\Delta I_L(\omega t)}{2} \right)^2 d(\omega t)} \quad (3.102)$$

Substituindo (3.74), (3.86) e (3.87) em (3.102) e procedendo a integralização, tem-se o valor eficaz igual a:

$$I_{C0inv(rms)} = \frac{1}{8 L_{inv} \cdot f_{s(inv)}} \cdot \left(2 \cdot VC_{Oboost} - \frac{V_{inv(max)}^2}{VC_{Oboost}} \right) \quad (3.103)$$

3.6 Considerações Finais

Neste capítulo estão demonstradas todas as etapas de funcionamento do inversor Full-bridge, onde é realizada uma análise quantitativa e qualitativa de cada etapa de funcionamento.

Como a forma da tensão de saída do inversor depende da estratégia de modulação, esta variável é definida e estudada neste capítulo de forma que torna possível analisar cada etapa de funcionamento e na Figura 3.8 são apresentadas as principais formas de onda teóricas do Full-bridge.

Ao final, são apresentadas as equações genéricas para as correntes médias e eficazes em todos os semicondutores utilizados juntamente com a análise de tensão sobre os mesmos.

No próximo capítulo é apresentado o roteiro de projeto para o sistema UPS proposto.

4 PROJETO DOS COMPONENTES DO SISTEMA

4.1 Considerações iniciais

A análise teórica do sistema proposto foi desenvolvida nos capítulos anteriores, sendo que o mesmo pode ser dividido em um estágio pré-regulador e um estágio inversor. Neste sentido foi realizado dois roteiros de projeto distintos para cada estágio. Na análise qualitativa, de cada estágio, foram apresentadas as etapas de funcionamento, enquanto na análise quantitativa foram desenvolvidos os equacionamentos dos esforços de corrente de tensão que auxiliam no dimensionamento dos componentes do sistema.

4.2 Roteiro de Projeto do Conversor Boost

Nesta seção são apresentadas as especificações do projeto do conversor Boost proposto.

4.2.1 Especificação do projeto do conversor Boost.

A tabela 4.1 apresenta as especificações do projeto do conversor Boost.

Tabela 4.3 – Especificações do projeto do conversor Boost.

Especificações Conversor Boost	
Tensão de entrada alternada máxima, $V_{in(max)}$	= 200 V
Tensão de entrada alternada mínima, $V_{in(min)}$	= 100 V
Potência de saída do conversor, $P_{O(boost)}$	= 500 W
Tensão de saída do conversor, $V_{C_{Oboost}}$	= 250 V
Frequência de chaveamento Boost, $f_{s(boost)}$	= 100 k Hz
Rendimento, η	= 0,95
Potência de Entrada, $P_{e(boost)}$	= 526,31 W

Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2 Determinação dos Valores Eficazes, Médios, Máximos e Mínimos do conversor Boost proposto.

As correntes no indutor Boost se caracterizam por uma forma senoidal retificada representada por uma componente de baixa frequência que é o dobro da frequência de rede, sobreposta a uma componente de alta frequência de chaveamento. O valor de indutância deve ser projetada em função da variação máxima de corrente, tensão de entrada CA mínima e da corrente de entrada máxima (potência de saída constante).

A variação de corrente recomendada é de 20% da corrente de pico (MELO, 1996):

$$\Delta I_{in(\max)} = 0,2 \cdot I_{in(pk)} \quad (4.1)$$

A corrente de entrada eficaz pode ser expressa por:

$$I_{in(rms)} = \frac{P_{e(boost)}}{V_{in(min)}} = \frac{526,31}{100} = 5,263 \text{ A} \quad (4.2)$$

A corrente de entrada de pico do indutor de Boost do sistema UPS proposto pode ser expressa por:

$$I_{in(pk)} = I_{in(rms)} \cdot \sqrt{2} = 5,263 \cdot \sqrt{2} = 7,44 \text{ A} \quad (4.3)$$

Substituindo-se o resultado de (4.3) em (4.1), obtém-se:

$$\Delta I_{in(\max)} = 1,48 \text{ A} \quad (4.4)$$

A corrente de entrada máxima de pico pode ser expressa por:

$$I_{in(pkmax)} = I_{in(pk)} + \frac{\Delta I_{in(\max)}}{2} = 8,18 \text{ A} \quad (4.5)$$

4.2.3 Determinação do indutor L_B .

Determinando a razão cíclica máxima:

$$D = \frac{V_{Coboost} - V_{in(min)}}{V_{Coboost}} = \frac{250 - 100}{250} = 0,6 \quad (4.6)$$

O Valor de ripple tolerável é da ordem de 20% para a corrente de pico:

$$\Delta i_{L_{in}} = 10\% \cdot I_{in(pk)} = 0,1 \cdot 7,44 = 0,744 \text{ A} \quad (4.7)$$

O valor da indutância L_B pode ser expresso por:

$$L_B = \frac{V_{in(min)} \cdot D}{f_{s(boost)} \cdot \Delta i_{L_{in}}} \quad (4.8)$$

Substituindo os valores da tabela 4.1 e das equações (4.6) e (4.7) em (4.8), tem-se:

$$L_B = \frac{100 \cdot 0,6}{10^5 \cdot 0,744} \cong 810 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.9)$$

A energia armazenada no indutor L_B é dada por (4.10). Substituindo os valores de (4.5) e (4.9), obtém-se:

$$E = \frac{1}{2} L_B \cdot I_{in(pkmax)}^2 = 22,41 \text{ } mJ \quad (4.10)$$

O tamanho do núcleo é expressa por (4.11) (MELO, 1996):

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{K_u \cdot K_j \cdot B_{max}} \right)^z \quad (4.11)$$

Na qual:

$$z = \frac{1}{1 - x} \quad (4.12)$$

Em (MELO, 1996) encontra-se a tabela 4.2, que apresenta os tipos de núcleos.

Tabela 4.2 – Tipos de núcleos.

NÚCLEO	K_j $20^\circ\text{C} < \Delta T < 60^\circ\text{C}$	x
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,14
RM	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
EC	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
PQ	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13

Fonte: (MELO, 1996).

O núcleo utilizado foi do tipo EE cujos dados para $\Delta T \leq 30^\circ \text{C}$, são:

$$K_j = 397 \quad (4.13)$$

$$K_u = 0,4 \quad (4.14)$$

$$x = 0,12 \quad (4.15)$$

A densidade de fluxo não pode ser maior que a densidade de saturação do material. No caso do ferrite, a densidade de saturação é ($B_{\text{sat}} = 0,3 \text{ T}$), tem-se:

$$B_{\text{max}} = 0,3 \text{ T} \quad (4.16)$$

Substituindo (4.15) em (4.12), obtém-se:

$$z = 1,136 \quad (4.17)$$

Substituindo-se os valores de (4.10), (4.13), (4.14), (4.16) e (4.17) em (4.11), obtém-se:

$$A_p = 12,768 \text{ cm}^4 \quad (4.18)$$

A referência (MELO, 1996) também demonstra tabela 4.3, que apresenta vários tamanhos de núcleos.

Tabela 4.3 – Tamanho do núcleo.

TIPO	TAMANHO	$A_p (\text{cm}^4)$	CEM (cm)	$l_e (\text{cm})$	$A_e (\text{cm}^2)$	$A_s (\text{cm}^2)$
EE	20/10/5	0,48	3,8	4,29	0,312	28,6
	30/15/7	0,71	5,6	6,69	0,597	34,8
	30/15/14	1,43	6,7	6,69	1,2	43,2
	42/21/15	4,66	9,3	9,7	1,82	89,1
	42/21/20	6,14	10,5	9,7	2,4	97,5
	55/28/21	13,3	11,6	12,3	3,54	150
	65/33/26	57,2	15	14,7	10,6	312

Fonte: (MELO, 1996).

O tamanho do núcleo utilizado é o 65/33/26 que possui o valor de A_p , dado na tabela 4.3, superior ao calculado. Os valores tabelados de A_p , l_e e A_e são, respectivamente:

$$A_p = 57,2 \text{ cm}^4 \quad (4.19)$$

$$A_e = 10,6 \text{ cm}^2 \quad (4.20)$$

$$l_e = 14,7 \text{ cm} \quad (4.21)$$

Conforme a referência (MELO, 1996), o fator de indutância (A_l) é expresso por:

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{max}^2}{2 \cdot E} \quad (4.22)$$

Substituindo-se os valores de (4.10), (4.16) e (4.20) em (4.22), obtém-se:

$$A_l = 2256,22 \text{ nH/esp}^2 \quad (4.23)$$

Um núcleo sem entreferro, com um alto valor de A_l , proporciona um valor elevado de indutância. Deste modo, é aconselhável a utilização de um entreferro cuja espessura (l_g) é calculada de conforme a referência (MELO, 1996).

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro (μ_e) é determinada por (4.24):

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \quad (4.24)$$

Onde:

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad (4.25)$$

Substituindo os valores de (4.20), (4.21), (4.23) e (4.25) em (4.24), obtém-se:

$$\mu_e = 249,11 \quad (4.26)$$

O valor da espessura do entreferro (l_g) pode ser expresso por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \quad (4.27)$$

Substituindo o valor de (4.21) e (4.26) em (4.27), obtém-se:

$$l_g = 0,6 \text{ mm} \quad (4.28)$$

Utilizou-se entreferro de papel nos dois braços do núcleo EE, com uma espessura de 0,3 mm cada.

O número de espiras pode ser calculado através de (4.29) (MELO, 1996):

$$N = \sqrt{\frac{L_B}{A_l}} \quad (4.29)$$

Substituindo-se (4.9) e (4.23) em (4.29), tem-se:

$$N \cong 19 \text{ espiras} \quad (4.30)$$

O cálculo da seção transversal dos condutores é calculado de acordo com (MELO, 1996). A densidade de corrente pode ser expressa por:

$$J = K_j \cdot A_p^{-x} \quad (4.31)$$

Substituindo os valores de (4.13), (4.15) e (4.19) em (4.31), tem-se:

$$J = 174,68 \text{ A/cm}^2 \quad (4.32)$$

A área de cobre é pode ser expressa por:

$$A_{cu} = \frac{I_{in(rms)}}{J} \quad (4.33)$$

Substituindo os valores de (4.2) e (4.32) em (4.33), tem-se:

$$A_{cu} = 0,0301 \text{ cm}^2 \quad (4.34)$$

Utilizando-se quatro fios 18 AWG em paralelo, pode-se obter aproximadamente o valor da área calculada.

O indutor L_B do Boost-SR-ZCS-ZVS-PWM possui as seguintes características:

- Indutância – $L_B = 810 \mu\text{H}$;
- Núcleo - EE 65/33/26;
- Número de Espiras - 19;
- Diâmetro do fio - quatro fios em paralelo de 18 AWG.

4.2.4 Determinação do capacitor de saída C_{Oboost}

Conforme apresentado em (MELO, 1996) o capacitor de saída do conversor Boost (C_{Oboost}) pode ser expresso pela equação:

$$C_{Oboost} = \frac{I_{o(boost)} \cdot D}{f_{s(boost)} \cdot \Delta v} \quad (4.35)$$

O Valor de ripple tolerável é da ordem de 5% para a tensão de saída:

$$\Delta v = 5\% \cdot V C_{oboost} = 5\% \cdot 250 V = 12,5 V \quad (4.36)$$

A corrente de saída do conversor Boost pode ser expressa pela equação:

$$I_{o(boost)} = \frac{P_{o(boost)}}{V C_{oboost}} = \frac{500}{250} = 2 A \quad (4.37)$$

Substituindo os valores da tabela 4.1, (4.6), (4.36) e (4.37) em (4.35), tem-se:

$$C_{oboost} \cong 1 \mu F \quad (4.38)$$

4.2.5 Determinação do capacitor e indutor ressonante (C_r e L_r)

Segundo (CRISTOVÃO, FREITAS, *et al.*, 2007) a relação da frequência de chaveamento com a frequência de ressonância é dada por:

$$\frac{f_{s(boost)}}{f_r} = 0,085 \quad (4.39)$$

Substituindo o valor da tabela 4.1 em (4.39) tem-se a frequência de ressonância de:

$$f_r = 1,176 \text{ MHz} \quad (4.40)$$

O valor de α depende da escolha do projetista, sendo que devem ser observadas as características do conversor de modo a garantir a característica PWM e redução dos picos de corrente nas chaves. O valor utilizado para α é:

$$\alpha = 0,81 \quad (4.41)$$

As equações obtidas no capítulo 2 servem para determinar os valores do capacitor e indutor ressonante.

Da relação entre o indutor e capacitor ressonante, obtém-se:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} = 2\pi f_r \quad (4.42)$$

Substituindo o valor de (4.40) em (4.42), tem-se:

$$L_r \cdot C_r = 1,8316 \times 10^{-14} \quad (4.43)$$

Através do parâmetro α , obtém-se a seguinte relação para L_r e C_r :

$$\frac{L_r}{C_r} = \left(\frac{\alpha \cdot V C_{Oboost}}{I_{in(rms)}} \right)^2 \quad (4.44)$$

Substituindo valores da tabela 4.1, de (4.2) e (4.41) em (4.44), obtém-se outra relação para L_r e C_r , dada por:

$$\frac{L_r}{C_r} = 1480,41 \quad (4.45)$$

Solucionando o sistema de equações formado por (4.43) e (4.45), obtém-se os valores de L_r e C_r , dados por:

$$L_r = 5,2 \mu H \quad (4.46)$$

$$C_r = 3,5 nF \quad (4.47)$$

O capacitor de filtro fica submetido a uma tensão de saída do conversor Boost de 250V. Então, para que se tenha uma margem de segurança, devido a transitórios que possam ocorrer, foi utilizado um conjunto equivalente de capacitores de polipropileno metalizado equivalente a $3,5 \mu F$ e 400Vac.

Conforme explicado nas etapas de funcionamento no capítulo 2, a máxima corrente que atravessa o indutor ressonante L_r é igual à soma das correntes ressonante e do indutor Boost, fornecida pela seguinte expressão:

$$I_{Lr(max)} = I_{in(rms)} + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V C_{Oboost} = 11,75 A \quad (4.48)$$

A energia armazenada no indutor L_r é dada por (4.49). Substituindo os valores de (4.46) e (4.38), obtém-se:

$$E = \frac{1}{2} L_r \cdot I_{Lr(max)}^2 = 0,358 mJ \quad (4.49)$$

O núcleo utilizado foi do tipo EE, portanto, substituindo os valores da tabela 4.1 de tipos de núcleos, e os valores obtidos em (4.13), (4.14), (4.16), (4.17) e (4.49) em (4.11), o tamanho do núcleo pode ser calculado por (4.50):

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{K_u \cdot K_j \cdot B_{max}} \right)^z = 0,115 \text{ cm}^4 \quad (4.50)$$

Conforme a tabela 4.3, tem-se que o tamanho do núcleo utilizado é o 20/10/5, o qual possui o valor de A_p superior ao calculado. Os valores tabelados de A_p , l_e e A_e são, respectivamente:

$$A_p = 0,48 \text{ cm}^4 \quad (4.51)$$

$$A_e = 0,312 \text{ cm}^2 \quad (4.52)$$

$$l_e = 4,29 \text{ cm} \quad (4.53)$$

Substituindo os valores de (4.16), (4.49) e (4.52) em (4.22), obtém-se o fator de indutância (A_l):

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{max}^2}{2 \cdot E} = 122,35 \text{ nH/esp}^2 \quad (4.54)$$

Um núcleo sem entreferro com um alto valor de A_l proporcionará um valor elevado de indutância. Deste modo, é aconselhável a utilização de um entreferro cuja espessura (l_g) é calculada de conforme a referência (MELO, 1996).

Substituindo os valores de (4.25), (4.52), (4.53) e (4.54) em (4.24), obtém-se a permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro (μ_e):

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} = 133,94 \quad (4.55)$$

Substituindo o valor de (4.53) e (4.55) em (4.27), obtém-se o valor da espessura do entreferro (l_g):

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} = 0,32 \text{ mm} \quad (4.56)$$

Utilizou-se entreferro de papel nos dois braços do núcleo EE, com uma espessura de 0,16 mm cada.

Substituindo (4.46) e (4.54) em (4.29), tem-se o número de espiras:

$$N = \sqrt{\frac{L_r}{A_l}} \cong 7 \text{ espiras} \quad (4.57)$$

Substituindo os valores de (4.13), (4.15) e (4.51) em (4.31), tem-se a densidade de corrente:

$$J = K_j \cdot A_p^{-x} = 432,73 \text{ A/cm}^2 \quad (4.58)$$

A área de cobre pode ser expressa por:

$$A_{cu} = \frac{I_{Lr \text{ (max)}}}{J} \quad (4.59)$$

Substituindo-se os valores de (4.48) e (4.58) em (4.59), tem-se:

$$A_{cu} = 0,0271 \text{ cm}^2 \quad (4.60)$$

Utilizando quatro fios 18 AWG em paralelo, obtém-se aproximadamente o valor da área calculada.

O indutor ressonante L_r do Boost-SR-ZCS-ZVS-PWM possui as seguintes características:

- Indutância - $L_r = 5,2 \mu\text{H}$;
- Núcleo - EE 20/10/5;
- Número de Espiras - 7;
- Diâmetro do fio - quatro fios em paralelo de 18 AWG.

4.2.6 Determinação dos componentes semicondutores

As correntes médias e eficazes nos semicondutores são determinadas através das equações obtidas no capítulo 2.

Chave Principal S₁:

A corrente média na chave principal S₁ (I_{S1 (med)}) é obtida substituindo os valores em (2.162):

$$I_{S1 (med)} = 1,02 \text{ A} \quad (4.61)$$

A corrente eficaz na chave principal S₁ (I_{S1 (rms)}) é obtida substituindo os valores em (2.165):

$$I_{S1 (rms)} = 2,22 \text{ A} \quad (4.62)$$

A corrente máxima na chave principal S₁ (I_{S1 (max)}) é igual a corrente máxima do indutor do conversor Boost portanto:

$$I_{S1 (max)} = I_{in(pkmax)} = 8,18 \text{ A} \quad (4.63)$$

Como demonstrado nas etapas de funcionamento no capítulo 2 a chave principal S₁ fica submetida à no máximo a tensão de saída (V_{C_Oboost}) portanto:

$$V_{S1(max)} = V_{C_{Oboost}} = 250 \text{ V} \quad (4.64)$$

Chave auxiliar S₂:

A corrente média na auxiliar chave S₂ (I_{S2 (med)}) é obtida substituindo os valores em (2.169):

$$I_{S2 (med)} = 0,22 \text{ A} \quad (4.65)$$

A corrente eficaz na chave auxiliar S₂ (I_{S2 (rms)}) é obtida substituindo os valores em (2.172):

$$I_{S2 (rms)} = 1,25 \text{ A} \quad (4.66)$$

A corrente máxima na chave auxiliar S₂ (I_{S2 (max)}) é igual a corrente máxima do indutor do ressonante portanto:

$$I_{S2 (max)} = I_{Lr (max)} = 11,75 \text{ A} \quad (4.67)$$

Como demonstrado nas etapas de funcionamento no capítulo 2 a chave auxiliar S₂ fica submetida à no máximo a tensão de saída (V_{C_Oboost}) menos a tensão do supercapacitor (V_{C_{SC}}), portanto:

$$V_{S2(max)} = V_{C_{Oboost}} - V_{C_{SC}} = 210 \text{ V} \quad (4.68)$$

Diodo D₀:

A corrente média no diodo D₀ (ID_{0 (med)}) é obtida substituindo os valores em (2.176):

$$ID_{0 (med)} = 1,86 \text{ A} \quad (4.69)$$

A corrente eficaz no diodo D₀ (ID_{0 (rms)}) é obtida substituindo os valores em (2.179):

$$ID_{0 (rms)} = 3,16 \text{ A} \quad (4.70)$$

A corrente máxima no diodo D₀ (ID_{0 (max)}) é igual a corrente máxima do indutor do conversor Boost portanto:

$$ID_{0 (max)} = I_{in(pkmax)} = 8,18 \text{ A} \quad (4.71)$$

Como demonstrado nas etapas de funcionamento no capítulo 2, o diodo D₀ fica submetido à no máximo a tensão de saída (VC_{Oboost}) menos a tensão da entrada mínima (V_{in(min)}), portanto:

$$V_{D0(max)} = VC_{Oboost} - V_{in(min)} = 150 \text{ V} \quad (4.72)$$

Diodo D₁:

Como verificado nas etapas de funcionamento no capítulo 2, pode-se notar que os esforços de corrente máxima que ocorrem no diodo D₁ são os mesmos que ocorrem no indutor de entrada do conversor Boost (L_B), quando a tensão de entrada é menor que a tensão do supercapacitor, portanto:

$$ID_{1 (med)} = 6,66 \text{ A} \quad (4.73)$$

$$ID_{1 (rms)} = 6,82 \text{ A} \quad (4.74)$$

$$ID_{1 (max)} = 8,98 \text{ A} \quad (4.75)$$

Como demonstrado nas etapas de funcionamento no capítulo 2 o diodo D₁ fica submetida à no máximo a tensão de entrada máxima (V_{in(max)}).

$$V_{D1(max)} = V_{in(max)} = 200 \text{ V} \quad (4.76)$$

Diodo D₂:

Como verificado nas etapas de funcionamento no capítulo 2, pode-se notar que os esforços de corrente e de tensão do diodo D₂ são os mesmos da chave auxiliar S₂.

As chaves escolhidas para as especificações apresentadas é o MOSFET IRFP 460 e os diodos escolhidos para as especificações apresentadas foi o do tipo HFA15TB60. Portanto os

componentes escolhidos possuem as seguintes características conforme tabela 4.4 (SILICONIX, 2008), (SEMICONDUCTORS, 2010).

Tabela 4.4 – especificações MOSFET IRFP 460.

Especificações MOSFET IRFP 460	
<i>Corrente</i> = 20 A (25 °C); 13 A (100°C)	
Tensão=500 V	
<i>Rds_{on}</i> ≤ 0,27 Ω	
<i>Tempo de subida</i> <i>t_r</i> = 72 ns	
<i>Tempo descida</i> <i>t_f</i> = 75 ns	
<i>Temperatura da junção</i> <i>T_j</i> = 150°C	
Resistência térmica da junção – encapsulamento <i>R_{thjc}</i> = 0,45°C/W	
Resistência térmica do encapsulamento – dissipador <i>R_{thcs}</i> = 0,24°C/W	
Especificações DIODO HFA15TB60	
<i>Corrente</i> = 15 A (100 °C)	
<i>Tensão Catodo – Anodo</i> <i>V_R</i> = 600 V	

Fonte: (SILICONIX, 2008), (SEMICONDUCTORS, 2010).

4.2.7 Perda nas chaves

As perdas na chave principal S₁ e auxiliar S₂ são tão somente perdas por condução, uma vez que não existem perdas por comutação, devido à utilização da célula de comutação suave proposta.

As perdas de condução na chave principal S₁ podem ser expressas por:

$$P_{cond_{S1}} = (R_{ds_{on}} \cdot I_{s1\,(rms)}^2) = (0,27 \cdot 2,22^2) = 1,33 \text{ W} \quad (4.77)$$

As perdas de condução na chave auxiliar S₂ podem ser expressas por:

$$P_{cond_{S2}} = (R_{ds_{on}} \cdot I_{s2\,(rms)}^2) = (0,27 \cdot 1,25^2) = 0,42 \text{ W} \quad (4.78)$$

4.2.8 Dimensionamento do Supercapacitor

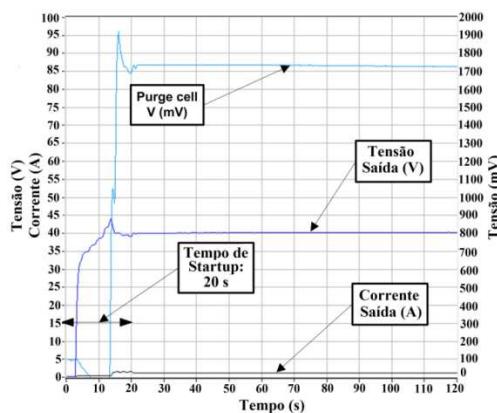
As células a combustível não possuem a capacidade de responder imediatamente ao iniciar sua operação e em variações rápidas de carga. Assim a utilização do supercapacitor se faz necessário, sendo que o mesmo tem a função de, quando ocorrer variação no funcionamento da célula a combustível, fornecer energia à carga por um período de tempo adequado, eliminando o efeito transitório de tensão visto pela carga. É importante enfatizar que no sistema proposto, por estar conectado ao diodo D₁, o supercapacitor é responsável por manter o sistema UPS na configuração *on-line*, uma vez que a carga não chega a perceber, caso ocorra, alguma falta da rede CA de alimentação, ou seja, a mesma não percebe a troca da alimentação da rede CA para fonte auxiliar (célula a combustível).

Outro fato que causa uma grande vulnerabilidade na célula a combustível são as constantes de tempo, que estão relacionadas à temperatura e ao transporte de combustível para o sistema (bombas, válvulas e reformador de hidrogênio, quando o mesmo é usado) (RIBEIRO, CARDOSO e BOCCALETTI, 2010). Se ocorrer um degrau de carga acentuado na célula a combustível, a tensão de saída terá seu valor diminuído, enquanto o mecanismo de transporte de gás não fornecer, para o sistema, a quantidade suficiente do mesmo, este comportamento é conhecido como *fuel starvation* que pode causar danos irreversíveis à célula a combustível (RIBEIRO, CARDOSO e BOCCALETTI, 2010). Neste contexto, o uso do supercapacitor também tem o objetivo de evitar danos para a célula de combustível, sendo que, caso ocorra uma falha na rede CA, o supercapacitor deve suprir a energia de todo o sistema até que a célula de combustível estabeleça o seu estado nominal.

A Figura 4.1 apresenta o supervisório da célula a combustível SR-12FC-1200W PEMFC da BALLARD® partindo da situação da célula a combustível desligada até a mesma atingir sua condição nominal de operação a vazio. Este ensaio foi de suma importância para o dimensionamento do supercapacitor, uma vez que possibilitou estimar o tempo real necessário que o supercapacitor deverá alimentar o sistema, caso ocorra falta da rede CA de alimentação.

Vale ressaltar que, no sistema proposto, a célula a combustível permanece desligada até que ocorra alguma falta na alimentação CA. Isto evita que as perdas de combustível quando a célula a combustível está operando a vazio e diminui os custos de manutenção, uma vez que somente existe necessidade do uso da célula em uma eventual falha da alimentação CA.

Figura 4.1 - Startup célula a combustível.



Fonte: Dados do próprio autor.

Com os dados fornecidos pela Figura 4.1, é possível dimensionar o supercapacitor. Sabe-se, pela literatura, que a energia armazenada em um capacitor é determinada por (4.79).

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot C_{sc} \cdot V_{cell}^2 \quad (4.79)$$

Uma vez que a energia armazenada em um supercapacitor é diretamente proporcional ao quadrado da tensão, caso haja diminuição de 30% de sua tensão, ou seja, de 1 pu para 0.7 pu, resulta em uma liberação de 50% de sua energia armazenada. As perdas internas devido à resistência em série do capacitor devem também ser consideradas (HARFMAN-TODOROVIC, PALMA, et al., 2008) e (4.79) pode ser descrita como:

$$P_{armazenada} \cdot t = \frac{1}{2} \cdot [C_{sc} \cdot V_{cell}^2 - C_{sc} \cdot (0.7 \cdot V_{cell}^2)^2] \cdot k \quad (4.80)$$

Onde C é a capacidade do supercapacitor, V a tensão do supercapacitor que é igual a 40 V (tensão a vazio da célula a combustível), k é a eficiência do sistema, considerado como 90%, $P_{armazenada}$ é a potência que o supercapacitor é capaz de suprir em um determinado tempo t, que é dimensionada para um sistema de 500 W, e pela Figura 4.1, tem-se que o supercapacitor deve suprir o sistema em pelo menos por 20 segundos, tempo este necessário que a célula inicie sua operação. Assim substituindo valores em (4.80), tem-se:

$$C_{sc} = \frac{4 \cdot P_{armazenada} \cdot t}{k \cdot V_{cell}^2} = \frac{4 \cdot 500 \cdot 20}{0.9 \cdot 40^2} = 27.77 \text{ F} \quad (4.81)$$

Para obter este valor de capacidade, deve ser realizada uma configuração série de 15 supercapacitores RSC2R7407SR da IOXUS (IOUXUS, 2014).

Na verificação da dinâmica do sistema, observou-se que o banco de supercapacitores é carregado com uma tensão de 80V. Portanto foi necessário dobrar a quantidade de capacitores em série para garantir que o mesmo suportasse esta tensão, como consequência, o valor da capacidade diminuiu para 13,33 F. Assim, tem-se a seguinte situação para o tempo em que o banco de supercapacitores consegue suprir o sistema:

$$t = \frac{k \cdot V_{cell}^2 \cdot C_{sc}}{4 \cdot P_{armazenada}} = \frac{0.9 \cdot 80^2 \cdot 13,33}{4 \cdot 500} = 38,39 \text{ s} \quad (4.82)$$

Desta maneira, mesmo com a diminuição da capacitância do banco de supercapacitores, é possível suprir o sistema pelos 20 segundos necessários para que a célula inicie sua operação.

Os parâmetros dos supercapacitores escolhidos estão apresentados na tabela 4.5.

Tabela 4.5 - Parâmetros supercapacitor RSC2R7407SR (IOXUS)

Capacitância	400F
ESR, DC \leq (mΩ) [10ms]	3.2
Pmax (kW/kg)	7.9
Corrente de curto circuito(A)	844
Tensão(V)	2.7
Corrente continua (A)	24
Dimensão(mm)	35x69
Peso(kg)	0.077
Volume (L)	0.065
Temperatura - Operando & Armazenando(°C)	-40° até 70°

Fonte: www.ioxus.com/ultracapacitors (2014).

Os supercapacitores são projetados para operarem com 60 a 100% da tensão nominal. Normalmente, um controle de tensão dedicado é necessário para obter esta condição e armazenar corretamente a energia no supercapacitor, como o *smoothing control method* apresentado em (LEE e CHA, 2013) ou o *sliding mode control* demonstrado em (INTHAMOUSSOU, PEGUEROLES-QUERALT e BIANCHI, 2013).

Uma vantagem do sistema proposto, é que não há necessidade de um controle dedicado para armazenar a energia no supercapacitor. O diodo de potência D_1 , que conecta o supercapacitor com o indutor do Boost L_B , e a energia processada pela célula de comutação suave SR-ZCS-ZVS, responsável pelo carregamento do supercapacitor, são utilizados para manter o supercapacitor nos limites desejados de funcionamento. Sendo que, no capítulo 2, foi demonstrado em cada ciclo de chaveamento que o supercapacitor descarrega e carrega devido às condições impostas pelo sistema, de modo que sua tensão não ultrapassa os limites de 60% ou 100%. Neste contexto, pode ser indicado como mais uma vantagem, o uso do supercapacitor em substituição ao banco de baterias para este sistema, uma vez que as baterias possuem um ciclo de carga e descarga limitado e o sistema proposto, por carregar e descarregar a bateria todo ciclo de operação, poderia diminuir o tempo de vida útil da mesma, o que não ocorre com o supercapacitor, devido o mesmo apresentar ciclo de carga e descarga virtualmente infinito.

4.3 Roteiro de Projeto do Inversor

Nesta seção serão apresentadas as principais especificações do projeto do inversor Full-bridge. O projeto do inversor está demonstrado em mais detalhes em (MENDES, 2019).

4.3.1 Especificação do projeto.

A tabela 4.6 apresenta as especificações do projeto do inversor Full-bridge.

Tabela 4.6 – Especificações do projeto do inversor Full-bridge.

Especificações do Inversor Full-bridge	
Tensão de entrada do barramento CC, $VC_{Oboost} = 250 V$	
Tensão de entrada mínima do barramento CC, $VC_{Oboost(min)} = 237,5 V$	
Tensão de entrada máxima do barramento CC, $VC_{Oboost(max)} = 262,5 V$	
Potência de saída do inversor ($P_{O(inv)}$), $P_{O(inv)} = 500 W$	
Tensão alternada de saída eficaz do inversor, $V_{inv(rms)} = 127 V$	
Variação admissível da tensão eficaz de saída em relação ao valor nominal, $\Delta V_{inv} = 2\% \cdot 127 V = 2,54 V$	
Frequência de chaveamento do inversor, $f_{s(inv)} = 25 k Hz$	
Frequência da tensão de saída, $= f_0 = 60 Hz$	
Rendimento, $\eta = 0,90$	
Potência de Entrada, $P_{e(boost)} = 555,55 W$	

Fonte: Dados do próprio autor.

4.3.2 Determinação dos Valores Eficazes, Médios, Máximos e Mínimos do inversor Full-Bridge

A tensão de pico na saída do filtro do inversor pode ser expressa por:

$$V_{inv(pk)} = V_{inv(rms)} \cdot \sqrt{2} = 127 \cdot \sqrt{2} = 179,60 V \quad (4.83)$$

A corrente eficaz de saída do filtro do inversor considerando uma carga resistiva, pode ser expressa por:

$$I_{inv(rms)} = \frac{P_{O(inv)}}{V_{inv(rms)}} = 3,93 A \quad (4.84)$$

A corrente de pico na saída do filtro do inversor pode ser expressa por:

$$I_{inv(pk)} = I_{inv(rms)} \cdot \sqrt{2} = 3,93 \cdot \sqrt{2} = 5,55 A \quad (4.85)$$

Substituindo valores da tabela 4.6 e da equação (4.83) em (3.74), tem-se que o índice

de modulação do inversor é igual a:

$$M = \frac{V_{inv(pk)}}{VC_{Oboost}} = \frac{179,60}{250} = 0,72 \quad (4.86)$$

A corrente média na entrada do inversor pode ser expressa por:

$$I_{in(med)} = \frac{P_{e(inv)}}{VC_{Oboost}} = \frac{555,55}{250} = 2,22 \text{ A} \quad (4.87)$$

A corrente média de entrada máxima pode ser expressa por:

$$I_{in(medmax)} = \frac{P_{e(inv)}}{VC_{Oboost(min)}} = \frac{555,55}{237,5} = 2,33 \text{ A} \quad (4.88)$$

A corrente média mínima de entrada pode ser expressa por:

$$I_{in(medmin)} = \frac{P_{e(inv)}}{VC_{Oboost(max)}} = \frac{555,55}{262,5} = 2,11 \text{ A} \quad (4.89)$$

A ondulação de corrente no indutor filtro de saída é assumida igual a 30% do valor de pico:

$$\Delta I_L = 30\% \cdot I_{inv(pk)} = 30\% \cdot 5,55 = 1,665 \text{ A} \quad (4.90)$$

4.3.3 Determinação da Carga Linear Resistiva

O valor da carga linear resistiva a ser utilizada para a simulação pode ser expressa por:

$$R_{Load} = \frac{V_{inv(rms)}^2}{P_{O(inv)}} = \frac{127^2}{500} = 32,25 \Omega \quad (4.91)$$

4.3.4 Determinação do indutor L_{inv} do filtro.

Por (3.98), tem-se o valor da corrente eficaz no indutor :

$$I_{Linv(rms)} = I_{inv(rms)} = 3,93 \text{ A} \quad (4.92)$$

Substituindo valores da tabela 4.6 e (4.90) em (3.88) e isolando o L_{inv} , tem-se o valor do indutor :

$$L_{inv} = \frac{VC_{0boost}}{2 \cdot f_{s(inv)} \cdot \Delta I_{L_{max}}} = \frac{250}{2 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1,665} \cong 3 \text{ mH} \quad (4.93)$$

Conforme apresentado em (MENDES, 2019), o indutor do filtro L_{inv} do inversor Full-bridge possui as seguintes características:

- Indutância – $L_T = 3 \text{ mH}$;
- Núcleo - EE 65/33/26;
- Número de Espiras - 31;
- Diâmetro do fio - cinco fios em paralelo de 18 AWG.

4.3.5 Determinação do capacitor C_{0inv} do filtro

A partir da indutância do filtro já calculada, o valor da capacitância pode ser determinado pela equação de frequência natural de oscilação do filtro expressa por (4.94)

$$C_{0inv} = \frac{\left(\frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{s(inv)}}\right)^2}{L_{inv}} \quad (4.94)$$

Substituindo os valores da tabela 4.6 e (4.93) em (4.94), tem-se o valor da capacitância do filtro:

$$C_{0inv} = \frac{100}{L_{inv} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} = \frac{100}{3 \cdot 10^{-3} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3)^2} = 6,76 \mu\text{F} \quad (4.95)$$

O capacitor de filtro fica submetido à tensão de saída do inversor de 180V. Então, para que se tenha uma margem de segurança, devido a transitórios que possam ocorrer, foi utilizado um capacitor de polipropileno metalizado de $6\mu\text{F}$ e 400Vac.

4.3.6 Determinação dos componentes semicondutores

As correntes médias e eficazes nos semicondutores foram determinadas através das equações obtidas no capítulo 3. Conforme (MENDES, 2019) e as etapas de funcionamento do inversor Full-Bridge foi possível analisar os esforços da chave e dos diodos.

A chave escolhida para estas especificações é o MOSFET IRFP 460 que já possui um diodo em antiparalelo integrado no seu encapsulamento, de acordo com a referência (SILICONIX, 2008).

4.3.7 Resistência Térmica do Dissipador

Por motivos práticos um único dissipador foi colocado para todas as chaves do sistema UPS proposto.

Conforme (MENDES, 2019) as perdas totais na chave S_4 e, portanto análogas às perdas das chaves S_5 , S_6 e S_7 são expressas pela soma das perdas de condução e comutação.

$$P_{totS4} = P_{condS4} + P_{comutS4} = 3,41 \text{ W} \quad (4.96)$$

A temperatura ambiente é considerada como sendo:

$$T_a = 40^\circ\text{C} \quad (4.97)$$

A resistência térmica do dissipador pode ser expressa pela seguinte equação para o sistema proposto:

$$R_{thdissip} \leq \frac{T_j - T_a}{(P_{totS1} + P_{totS2} + 4 \cdot P_{totS4})} - (R_{thjc} + R_{thcs}) \quad (4.98)$$

Substituindo os valores da tabela 4.4, (4.77) e (4.78) em (4.98), tem-se que o valor da resistência térmica do dissipador deve ser menor ou igual a:

$$R_{thdissip} \leq \frac{150 - 40}{1,33 + 0,42 + 4 \cdot 3,41} - (0,45 + 0,24) \leq 6,45^\circ\text{C}/\text{W} \quad (4.99)$$

4.4 Considerações Finais

O capítulo 4 apresenta o projeto detalhado de todos os componentes do sistema UPS propostos, sendo estes calculados através de fórmulas já definidas em outros capítulos e em outras referências, sendo também simples e objetivas. A tabela 4.7 apresenta um resumo das especificações do projeto e de todos os componentes utilizados. No próximo capítulo será apresentado o controle digital baseado em DSP e a modelagem computacional para o sistema.

Tabela 4.7 - Parâmetros do projeto.

Parâmetros do projeto	
Tensão de entrada, $V_{in(rms)}$	= 127 V
Tensão de saída Boost, $V_{C_{Oboost}}$	= 250 V
Tensão de saída inversor, $V_{inv(rms)}$	= 127 V
Potência de saída, $P_{O(boost)}$	= 500 W
Frequência de chaveamento Boost, $f_{s(boost)}$	= 100 k Hz
Frequência de chaveamento inversor, $f_{s(inv)}$	= 25 k Hz
Conversor Boost	
Indutor Boost, L_B	= 810 μ H
Capacitor de Saída, C_{oboost}	$\cong 1\mu F$
Indutor ressonante, L_r	= 5,2 μ H
Capacitor ressonante, C_r	= 3,5 nF
Supercapacitor, C_{SC}	= 13,33 F
Chaves S ₁ e S ₂	: MOSFET IRFP 460
Diodos D ₀ , D ₁ e D ₂	: HFA15TB60
Inversor Full-Bridge	
Indutor de Filtro, L_{inv}	= 3 mH
Capacitor de Filtro, C_{0inv}	= 6,76 μ F
Chaves S ₄ , S ₅ , S ₆ e S ₇	: MOSFET IRFP 460

Fonte: Dados do próprio autor.

5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

5.1 Considerações iniciais

Como demonstrado nos capítulos anteriores, o sistema proposto pode ser dividido em um estágio pré-regulador e um estágio inversor, neste sentido é concebido um tipo de controle para cada estágio.

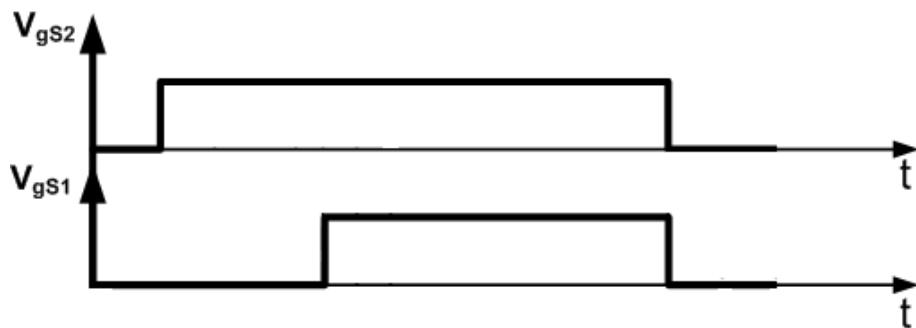
O conversor pré-regulador Boost SR-ZCS-ZVS possui como principal função corrigir o fator de potência e mitigar o conteúdo harmônico da corrente de entrada, garantindo um barramento com tensão CC constante em sua saída e o estágio inversor Full-bridge possui como principal função o controle da qualidade de tensão entregue à carga.

5.2 Circuito de comando do conversor Boost

Para um correto funcionamento do conversor Boost, seguindo as etapas de funcionamento descritas no capítulo 2, deve-se construir um circuito de controle capaz de gerar dois pulsos PWM, um para a chave principal e outro para chave auxiliar, respeitando-se os tempos adequados de condução e desligamento das mesmas obtendo-se o controle de potência e chaveamento sem perdas.

Na Figura 5.1 são mostrados os pulsos de disparo das chaves, representados pelos sinais V_{gS1} , V_{gS2} . Percebe-se que os sinais V_{gS1} e V_{gS2} não são disparados no mesmo instante porém finalizam ao mesmo tempo.

Figura 5.1 – Sinais PWM de controle.

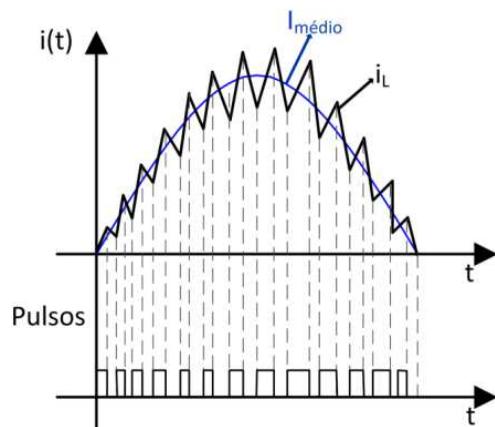


Fonte: Dados do próprio autor.

Para a elaboração do controle digital, que segue a lógica apresentada acima, é necessário primeiramente modelar o conversor utilizando o método de análise de estados de espaços médios, para que com o auxílio da ferramenta *Sisotool* do software Matlab®, seja possível determinar os melhores compensadores(elementos de controle) e assim, realizar um código de controle para o sistema proposto.

O conversor Boost SR-ZCS-ZVS utiliza a técnica de controle por corrente média, a qual se baseia na imposição de uma corrente senoidal na entrada, garantindo também um alto fator de potência (KIRUBAKARAN e S. JAIN, 2011), (CÂMARA, CRUZ e BASCOPÉ, 2010), conforme ilustrado na Figura 5.2. Este tipo de controle garante alto fator de potência, operação com frequência constante e operação em modo contínuo de condução, reduzindo-se os esforços de corrente na chave principal.

Figura 5.2 - Método de controle da corrente média.



Fonte: Dados do próprio autor.

As principais vantagens de um conversor Boost controlado por corrente média são:

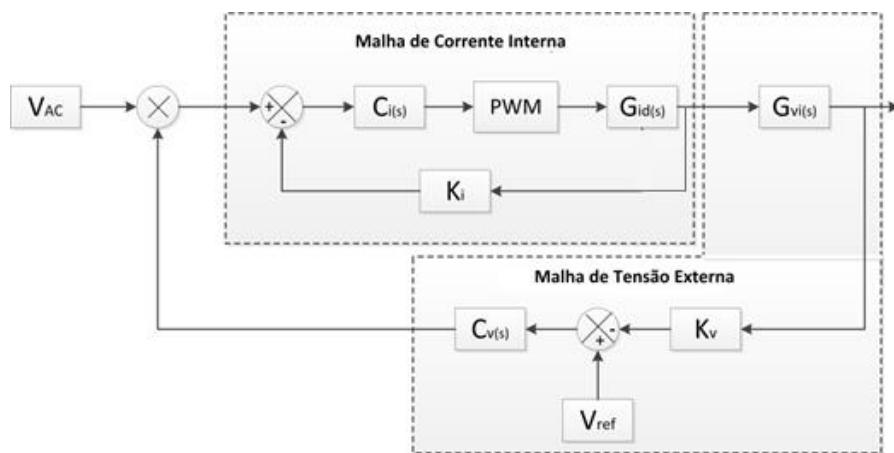
- Alto fator de potência;
- A corrente do conversor é controlada diretamente pela malha de corrente;
- A amplitude da corrente de referência controla a potência de saída;
- A razão cíclica realiza a modulação, ou seja, tem-se o controle do tempo de condução da chave.

Existem também algumas desvantagens:

- A qualidade da corrente de entrada depende do bom dimensionamento do compensador, logo, é necessário obter as funções de transferência do conversor para as malhas de corrente e tensão;
- Tem-se que utilizar um sensor de corrente na saída da ponte retificadora para fazer a comparação com a corrente de referência;
- Somente é capaz de monitorar a corrente do indutor.

Para obter uma corrente de entrada senoidal, é imposto um sinal de referência. A estrutura do controle apresenta duas malhas, uma interna e uma externa. A malha interna de corrente tem a função de impor uma corrente de referência pelo controle da razão cíclica e a malha externa regula o valor da corrente de referência por um multiplicador, com a função de tornar a tensão de saída constante. O diagrama de blocos da estratégia de controle por corrente média é apresentado na Figura 5.3, onde observa-se também as malhas citadas acima.

Figura 5.3 - Diagrama de blocos da estratégia de controle.



Fonte: Dados do próprio autor.

Onde:

V_{AC} – Módulo da tensão de entrada do conversor.

PWM – Modulador PWM.

$G_{id}(s)$ – Função de transferência para o controle da corrente no indutor.

K_i – Ganho do sensor de corrente da malha de corrente.

$G_{vi}(s)$ – Função de transferência para o controle da tensão de saída.

K_v – Ganho do sensor de tensão da malha de tensão de saída.

$C_v(s)$ – Controlador da malha de tensão de saída.

$C_i(s)$ – Controlador da malha de corrente no indutor.

V_{ref} – Tensão de referência.

5.2.1 Funções de transferência do Conversor Boost e compensadores de corrente e tensão

As malhas de corrente e tensão devem ser compensadas para uma operação estável do controle. Foi verificado anteriormente que as operações do circuito ressonante da célula de comutação suave ocorrem em um curto intervalo de tempo, se comparado ao período de um ciclo de operação do conversor, não exercendo grande influência na resposta dinâmica em regime de trabalho nominal. Assim, adota-se o modelo equivalente do conversor Boost tradicional para encontrar as funções de transferência para o projeto dos compensadores.

As funções de transferência do conversor Boost podem ser obtidas através de uma análise por espaços de estados médios, conforme detalhado em (LIMA, 2011), (WU, XIAO e LEI, 2013), (YAO, FASSINOU e HU, 2011). Com este método é possível obter diversas funções de transferência do conversor Boost que representam sempre a relação entre duas variáveis do sistema, conforme a Figura 5.3. Para a utilização do método de controle por corrente média, é necessária a utilização da função de transferência do controle da corrente no indutor do Boost pela razão cíclica $G_{id}(s)$ e a função de transferência da tensão de saída pela corrente no indutor do Boost $G_{vi}(s)$.

Para a determinação do modelo equivalente do conversor, algumas hipóteses simplificativas similares àquelas consideradas para o Boost SR-ZCS-ZVS, foram levados em conta:

- A frequência de comutação do conversor é muito maior que a frequência da tensão de alimentação, sendo a tensão de entrada considerada constante.
- Os dispositivos semicondutores são considerados ideais.
- As resistências intrínsecas dos componentes, assim como as resistências parasitas, são desprezadas nesta abordagem.
- A tensão no capacitor de saída do conversor é considerada constante e isenta de ondulações.

Em (5.1) e (5.2) tem-se o $G_{id}(s)$ e $G_{vi}(s)$, obtidos pela análise por espaços de estados médios, respectivamente:

$$G_{id}(s) = \frac{V_{in} \cdot (C_{0boost} \cdot R_{load} \cdot s + 2)}{(1 - D) \cdot (C_{0boost} \cdot L_B \cdot R_{load} \cdot s^2 + L_B \cdot s + R_{load} \cdot D^2 - 2R_{load} \cdot D + R_{load})} \quad (5.1)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{(1 - D) \cdot R_{load}}{(R_{load} \cdot C_{0boost} \cdot s + 1)} \quad (5.2)$$

Como observado em (5.1) e (5.2), os valores dos ganhos, zeros e polos das funções de transferência do Boost dependem das especificações do projeto apresentados resumidamente na tabela 4.4.

Substituindo os valores em (5.1) e (5.2), tem-se respectivamente:

$$G_{id}(s) = \frac{(21.15 \cdot s + 360)}{(84.41 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0.71 \cdot 10^{-3} \cdot s + 46.35)} \quad (5.3)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{89.8}{(117.5 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1)} \quad (5.4)$$

Observando ao sistema demonstrado na Figura 5.3 é necessário determinar a função de transferência do bloco PWM, que pode ser representado por (5.5) (LIMA, 2011) . Esta equação representa a função PWM onde duas atualizações são comparadas com uma onda triangular, onde cpk é a amplitude da onda triangular.

$$PWM(s) = \frac{1}{cpk \cdot \left(1 - \frac{T_{sboost}}{4 \cdot s}\right) \cdot \left(1 + \frac{T_{sboost}}{4 \cdot s}\right)} \quad (5.5)$$

Substituindo valores em (5.5), tem-se:

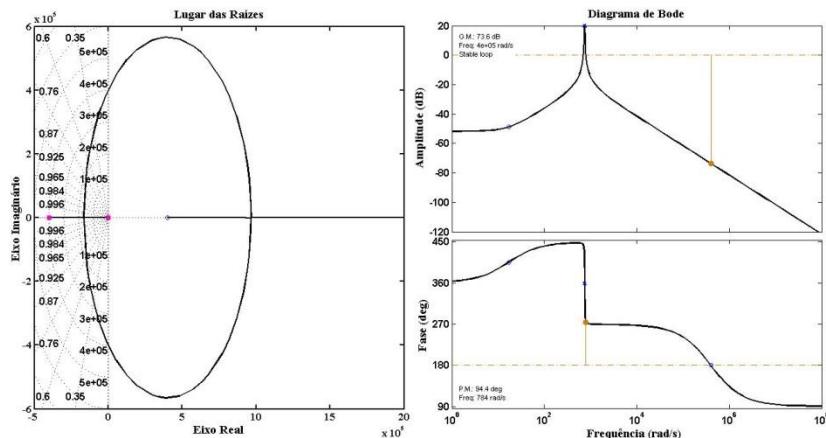
$$PWM(s) = \frac{-8.333 \cdot 10^{-10} \cdot s + 0.000333}{-2.5 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1} \quad (5.6)$$

Com as funções de transferência do Boost representadas por (5.3) e (5.4) e a função de transferência do PWM representado por (5.6), é possível verificar o funcionamento do sistema sem a presença dos controladores. Assim, a Figura 5.4 apresenta os lugares

geométricos das raízes e os diagramas de Bode da malha interna de corrente não controlada e a Figura 5.5 a resposta do sistema em malha fechada.

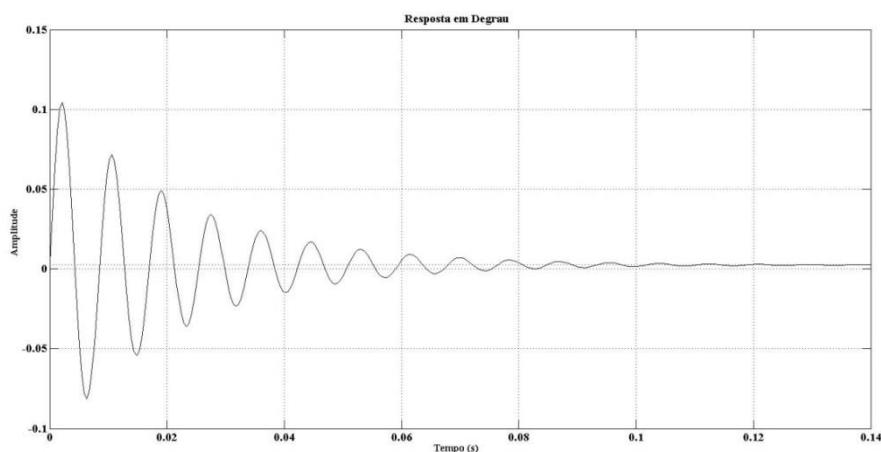
Para verificar a estabilidade de um sistema, deve-se considerar que a margem de fase deve estar entre 0° e 180° . Além disso, para que o sistema apresente um baixo tempo de acomodação e com um *overshoot* reduzido, é desejável que se obtenha margem de fase entre 45° e 76° (HEVERTON e CUPERTINO, 2011), (OGATA, 2011), (DORF, 2001). O sistema apresentado na Figura 5.4, apesar de estável, apresenta uma margem de fase de 94.4° , sendo que um compensador pode ser utilizado para alocar a resposta nos limites de fase mencionados anteriormente.

Figura 5.4 - Lugares da raízes e diagrama de Bode da malha interna de corrente não controlada.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.5 - Resposta em degrau unitário da malha interna de corrente não controlada.



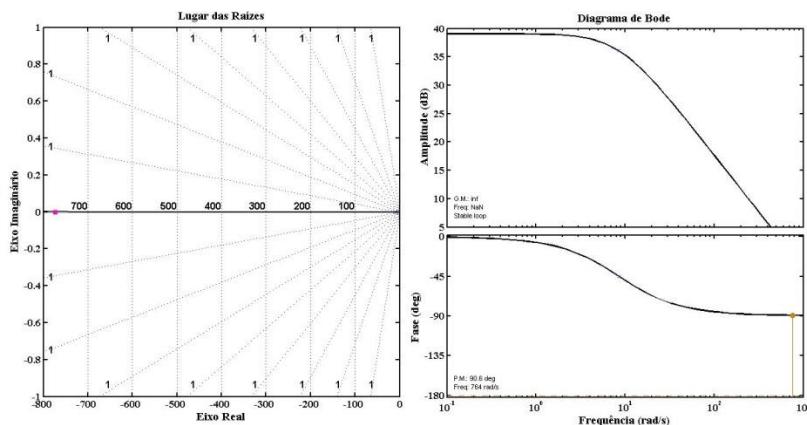
Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se que a resposta em degrau unitário da malha interna de corrente, apresentado na Figura 5.5, apesar de estável, apresenta um grande erro de regime permanente. Assim, fica atestada a necessidade do uso de um compensador para corrigir este erro.

A Figura 5.6 apresenta o lugar geométrico das raízes e os diagramas de Bode da malha externa de tensão não controlada e a Figura 5.7 apresenta a resposta em degrau unitário.

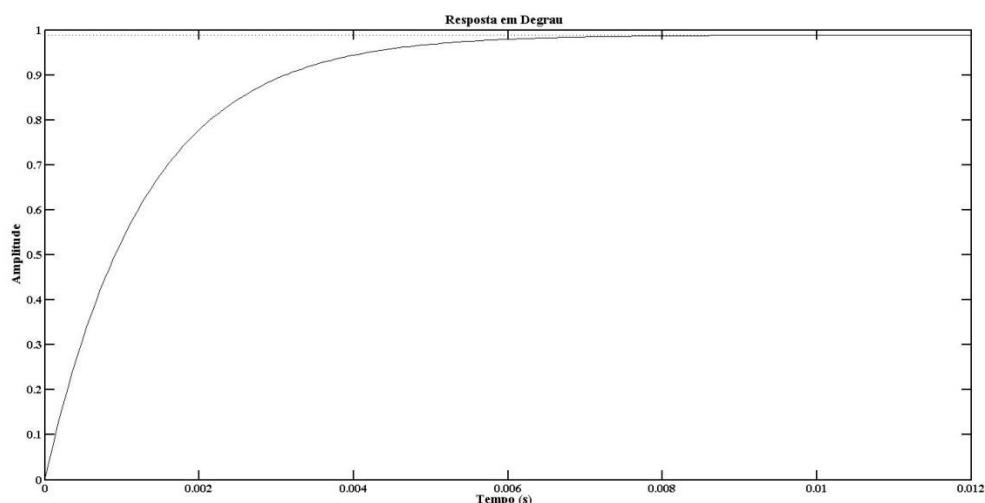
O sistema apresentado na Figura 5.6, apesar de estável, apresenta uma margem de fase de 90.6° , sendo que um compensador pode ser utilizado para alocar a resposta nos limites de fase mencionados anteriormente.

Figura 5.6 - Lugares da raízes e diagrama de Bode da malha externa de tensão não controlada.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.7 - Resposta em degrau unitário da malha externa de tensão não controlada.



Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se que a resposta em degrau unitário da malha externa de tensão, apresentado na Figura 5.7, apesar de estável, apresenta um erro de regime permanente. Assim, pode-se utilizar um compensador para corrigir este inconveniente.

A análise isolada das plantas do sistema apresentado permite determinar os compensadores de corrente $C_i(s)$ e de tensão $C_v(s)$, conforme (5.7) e (5.8), respectivamente.

$$C_i(s) = \frac{K_{pi}(s + z_i)}{s} \quad (5.7)$$

$$C_v(s) = \frac{K_{pv}(s + z_v)}{s} \quad (5.8)$$

Onde K_{pi} e K_{pv} são os ganhos e z_i e z_v são os zeros dos seus respectivos compensadores. Pela configuração dos compensadores apresentados nota-se que os mesmos são compensadores proporcional-integral (PI). Usa-se a ação integral com o objetivo de anular o erro de regime permanente entretanto, se aplicada isoladamente, a mesma tende a piorar a estabilidade relativa do sistema. Para contrabalancear esta situação, utiliza-se o compensador com uma ação proporcional, onde o zero do sistema tende a compensar o efeito desestabilizador do polo na origem (HEVERTON e CUPERTINO, 2011), (OGATA, 2011), (DORF, 2001).

Para o correto funcionamento do controle do sistema é necessário que a malha interna de corrente seja pelo menos dez vezes mais rápida que a malha externa de tensão (HEVERTON e CUPERTINO, 2011), (OGATA, 2011).

Com objetivo de determinar os valores de ganhos e zeros dos compensadores, de forma a obter a resposta esperada para o sistema, foi utilizado a ferramenta *Sisotool* do software Matlab®, que possibilita o ajuste adequado dos valores do compensador para obter a resposta esperada.

Assim obteve os valores para (5.7) e (5.8):

$$C_i(s) = \frac{(330.1 \cdot s + 2.611 \cdot 10^6)}{s} \quad (5.9)$$

$$C_v(s) = \frac{(1.4231 \cdot s + 8.3717)}{s} \quad (5.10)$$

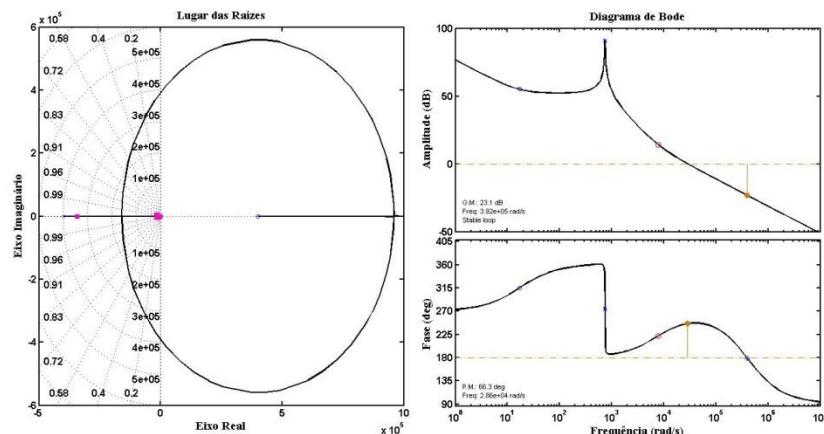
A Figura 5.8 demonstra o lugar geométrico das raízes e os diagramas de bode da malha interna de corrente controlada e a Figura 5.9 a sua resposta em degrau unitário.

O sistema apresentado na Figura 5.8 é estável e o compensador PI foi ajustado para que o sistema trabalhe com uma margem de fase de 66.3° , sendo esse um valor dentro do limite de 45° e 76° , mencionado anteriormente.

O compensador PI, demonstrado em (5.9), aplicado na malha interna de corrente foi ajustado de modo que se obteve uma resposta subarmotecida, com tempo de assentamento de 0.000337 segundos e um *overshoot* com amplitude de 1.16, ou seja, 16 % foi eliminado o grande erro de regime permanente, apresentado na Figura 5.5, da resposta em degrau da malha interna de corrente não controlada.

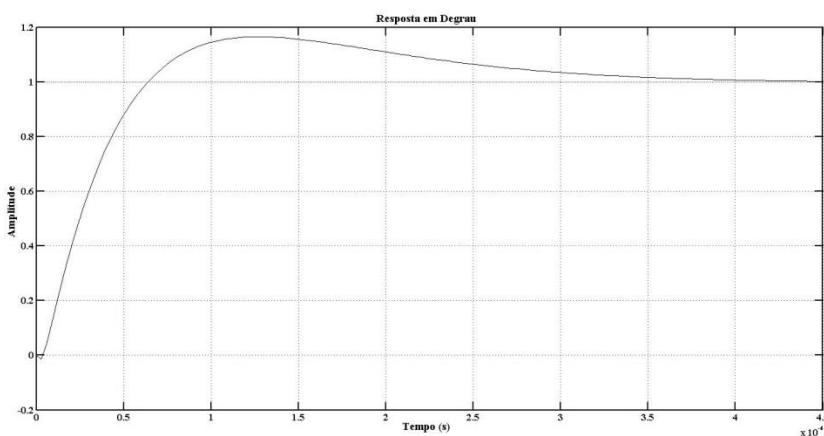
A Figura 5.10 apresenta o lugar geométrico das raízes e o diagrama de bode da malha externa de tensão controlada e a Figura 5.11 apresenta a resposta em degrau unitário.

Figura 5.8 - Lugares da raízes e diagrama de Bode da malha interna de corrente controlada.



Fonte: Dados do próprio autor.

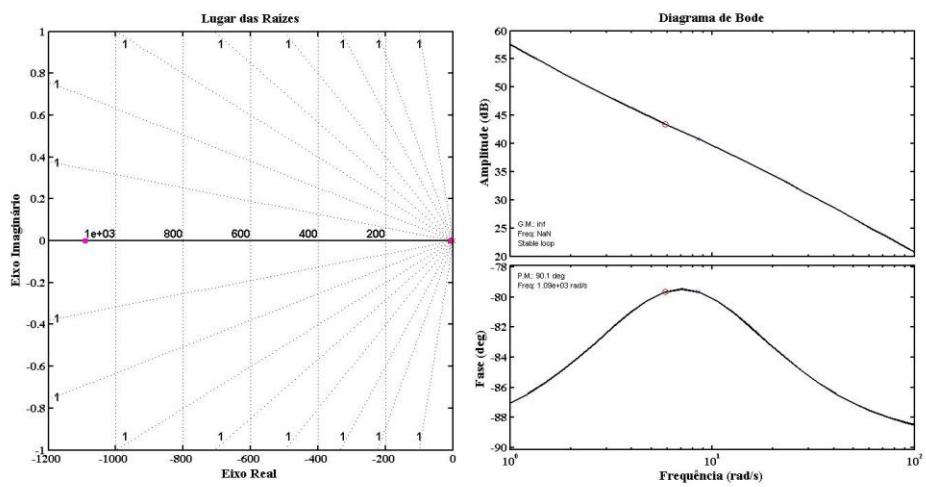
Figura 5.9 - Resposta em degrau unitário da malha interna de corrente controlada.



Fonte: Dados do próprio autor.

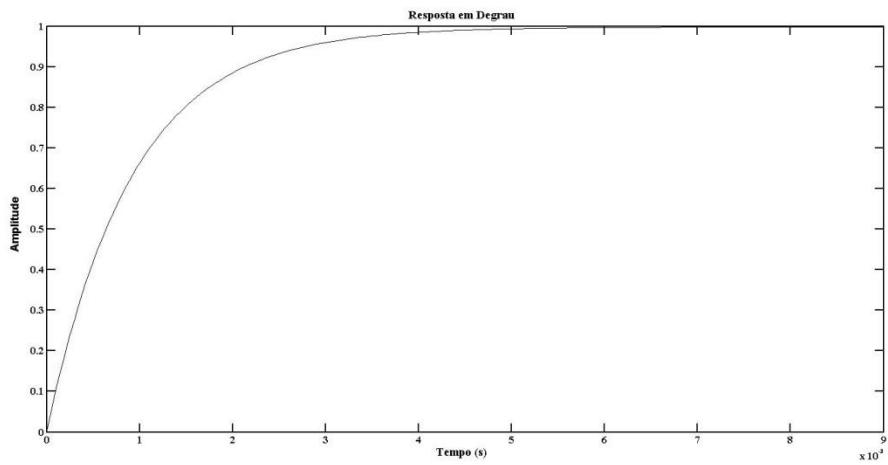
O sistema apresentado na Figura 5.10 é estável e o compensador PI foi ajustado para que o sistema trabalhe com uma margem de fase de 90.1° , mesmo que esse valor não esteja dentro do limite de 45° e 76° , mencionado anteriormente, este ajuste é aceitável, uma vez que foi projetado visando um tempo de assentamento dez vezes mais lento que a malha interna de corrente.

Figura 5.10 - Lugares da raízes e diagrama de Bode da malha interna de corrente controlada.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.11 - Resposta em degrau unitário da malha externa de tensão controlada.

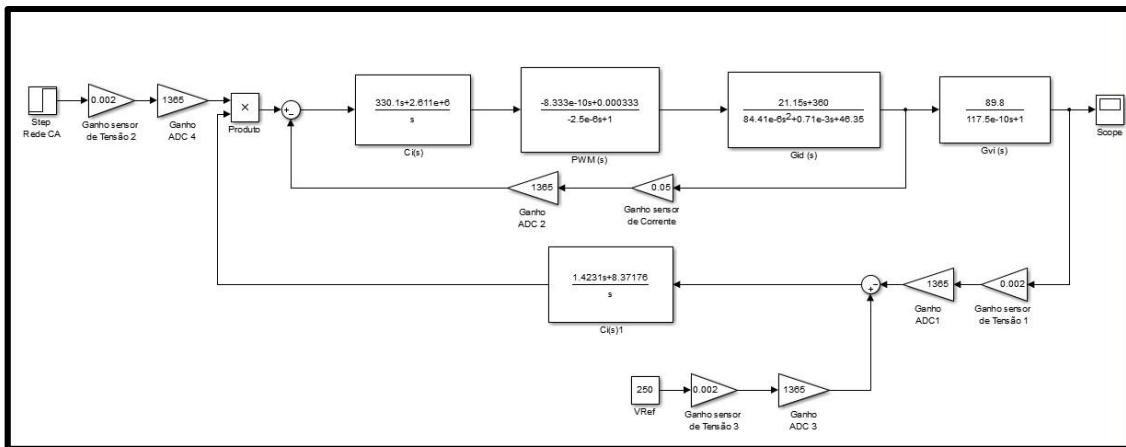


Fonte: Dados do próprio autor.

O compensador PI, demonstrado em (5.10), aplicado na planta externa de tensão foi ajustado de modo que se obteve uma resposta superamortecida com tempo de assentamento de 0.0037 segundos (dez vezes mais lento que a malha interna de corrente) eliminando o

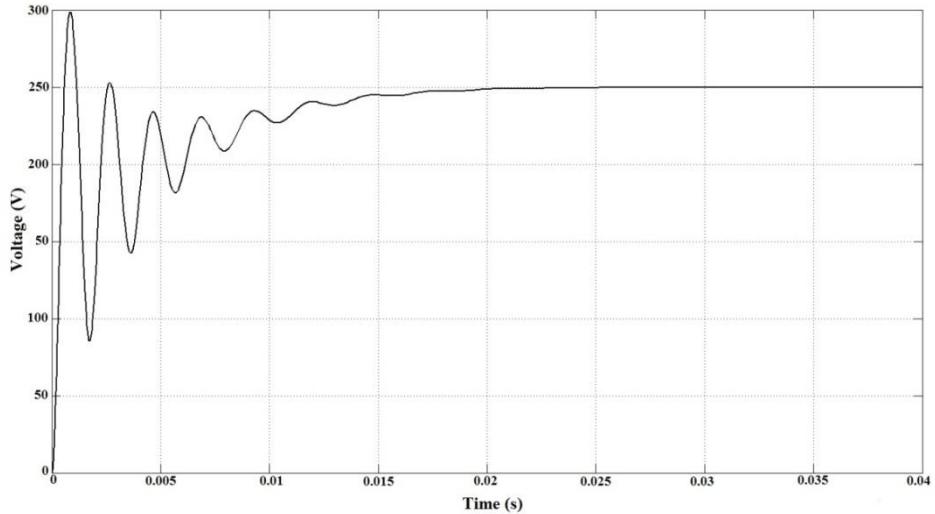
pequeno erro em regime permanente, conforme apresentado na Figura 5.8 da resposta em degrau da malha externa de tensão não controlada. Após determinados os compensadores com auxílio da ferramenta *simulink* do software Matlab®, foi possível simular o diagrama completo do sistema proposto em malha fechada. A Figura 5.12 apresenta o diagrama utilizado e a Figura 5.13 apresenta a resposta em degrau do sistema, onde o degrau é entrada da alimentação CA.

Figura 5.12 - Diagrama do sistema em malha fechada.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.13 - Resposta do sistema em malha fechada.



Fonte: Dados do próprio autor.

O sistema em malha fechada, apresentado na Figura 5.12, o bloco step representa a tensão de entrada proveniente da rede CA. O sistema proposto em malha fechada obteve uma resposta satisfatória, com uma resposta subamortecida e sem erro de regime permanente.

Os sistemas digitais trabalham com sinais discretos provenientes da conversão analógica-digitais, para que os compensadores projetados possam ser utilizados no controle do sistema, ou seja, para que os mesmos sejam aplicados nas linhas de código da lógica de controle digital no DSP, é necessário que estejam no domínio Z, uma vez que a transformada Z desempenha o mesmo papel para sinais discretos que a transformada de Laplace (domínio s, o qual os compensadores projetados pertencem) desempenha para sinais contínuos.

Neste contexto, aplicando a transformada Z em (5.9) e (5.10), tem-se respectivamente:

$$C_i(z) = \frac{(336.5 \cdot z - 323.5)}{z - 1} \quad (5.11)$$

$$C_v(z) = \frac{(1.423 \cdot z - 1.423)}{z - 1} \quad (5.12)$$

Com este valor é possível integrar o compensador projetado no sistema digital baseado em DSP.

5.3 Circuito de comando do inversor Full-bridge

No capítulo 3 foi mencionado que a forma de tensão de saída do inversor Full-bridge está intimamente ligada ao tipo de modulação. A modulação escolhida foi a Modulação PWM bipolar, que consiste em gerar os pulsos das chaves através da comparação de uma referência de tensão senoidal com uma onda triangular.

Para a correta modulação do inversor Full-bridge é necessário determinar a amplitude da onda moduladora (tensão senoidal de referência) e a amplitude da onda portadora (triangular dente de serra). Sabe-se que o índice de modulação do sistema define a relação entre a portadora e a moduladora, sendo expressa por (3.73) e (3.74) :

$$M = \frac{V_{C(pk)}}{V_{tri(pk)}} = \frac{V_{inv(max)}}{V_{C_{Oboost}}} \quad (5.13)$$

Substituindo valores em (5.13) e definindo a onda triangular com pico de 10 (valor utilizado no programa) , tem-se que o valor de pico da onda moduladora deve ser :

$$V_{C(pk)} = V_{tri(pk)} \cdot \frac{V_{inv(max)}}{VC_{Oboost}} = 10.072 = 7,2 \quad (5.14)$$

Vale ressaltar que embora normalmente se utilize a portadora triangular, pode-se aplicar uma portadora do tipo dente-de-serra. A diferença entre esses tipos de portadora é apresentada em (HOLMES e LIPO, 2003), onde é demonstrado que a portadora do tipo dente-de-serra apresenta resultados melhores em relação ao espectro harmônico da tensão de saída para a modulação bipolar.

Como mencionado anteriormente não existe a necessidade de sincronismo da tensão CA de alimentação com a tensão na carga em um sistema UPS *Online*, uma vez que toda a energia entregue a carga é processada através do conjunto pré-regulador/inversor. Por esta razão pode-se simplificar o controle do inversor de forma que, garantido uma entrada CC constante o mesmo possa trabalhar em um circuito de controle em malha aberta. Assim somente é necessário um ganho a ser aplicado na onda de referência para manter o índice de modulação mencionado anteriormente.

No caso do controle proposto foi utilizada a mesma referência da corrente de entrada para a forma de onda de tensão de saída, gerando assim os quatro pulsos PWM para as chaves, sendo que foi necessário aplicar um tempo morto de 0,5 μ s para que não ocorra curto nos braços do inversor.

5.4 Sistema digital baseado em DSP

A escolha para a execução de um controle digital foi baseada na capacidade de processamento elevado do mesmo, bem como a flexibilidade de funcionamento fornecido pelos microcontroladores (KAZMIERKOWSKI, JASINSKI e WRONA, 2011).

A lógica de controle foi implementada por um algoritmo em linguagem C, apresentado no apêndice A deste trabalho. Para tal, foi utilizado o controlador digital TMS320F28335 da *Texas Instruments*® (TEXAS Instruments, 2009) que possui como características:

- Uma arquitetura de ponto flutuante de 32 bits;
- Conversor analógico/digital (A/D) ultrarrápido de 80ns;
- 512KB de memória flash;
- 68KB de memória RAM;

- Frequência de clock de 150 MHz;

Como mencionado anteriormente, o sistema de controle do conversor Boost consiste em gerar uma corrente de referência em fase com a tensão de entrada da rede, de tal modo que sua amplitude varie para manter a tensão de saída constante, mesmo no caso de mudança situacional no sistema, por exemplo, a mudança de carga, diminuição da tensão de entrada ou queda da rede CA. O controle deve gerar os pulsos para as chaves S_1 e S_2 de modo a assegurar o funcionamento correto da célula SR-ZCS-ZVS-PWM mencionado anteriormente. Já para o controle do inversor Full-bridge deve-se garantir a qualidade da tensão de saída entregue à carga utilizando um controle de malha aberta, consistindo em uma simples comparação de uma referência de tensão senoidal com uma onda dente de serra, devido ao barramento CC garantido pelo controle do conversor Boost gerando pulsos para as chaves S_4 , S_5 , S_6 e S_7 . Além de que o controle do sistema deve também monitorar a rede CA determinando quando ocorre uma falta na rede e proporcionando o correto *start-up* da célula a combustível.

Neste contexto, para a execução do algoritmo de controle, devem-se inicializar todas as variáveis e constantes necessárias para a execução adequada do programa. As variáveis principais de controle estão descritas na tabela 5.1.

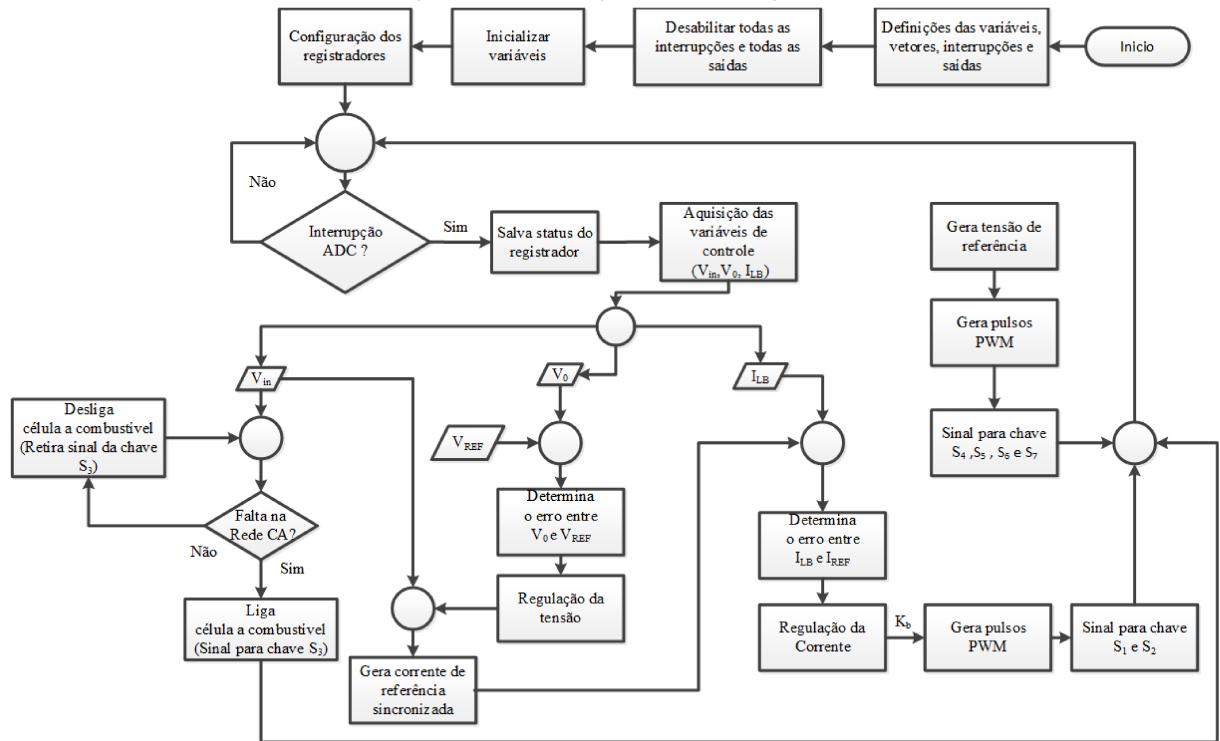
Tabela 5.8 - Variáveis para a Execução do Código de Controle.

Variável	Descrição
BUFFERSIZE	Número de amostras realizadas durante a aquisição dos sinais sensoriados. Para uma janela de 16,67ms (frequência de 60 Hz) e uma frequência de amostragem de 200 KHz, são realizadas 3332 amostras por ciclo de onda.
V_{in}	Variável onde são armazenadas as amostras provenientes da aquisição da tensão de entrada
I_{LB}	Variável onde são armazenadas as amostras provenientes da aquisição das correntes do indutor Boost
V_{REF}	Vetor onde são armazenados os valores de uma tensão contínua gerada digitalmente, para o controle da tensão de saída do conversor Boost.
K_b	Saída do compensador do conversor Boost, utilizada para comparação com a saída do PWM do DSP.
V_0	Variável onde são armazenadas as amostras provenientes da tensão de saída do conversor Boost.

Fonte: Dados do próprio autor.

Para facilitar a construção e o entendimento do algoritmo de controle inicialmente foi elaborado um fluxograma da estratégia de controle apresentado na Figura 5.14.

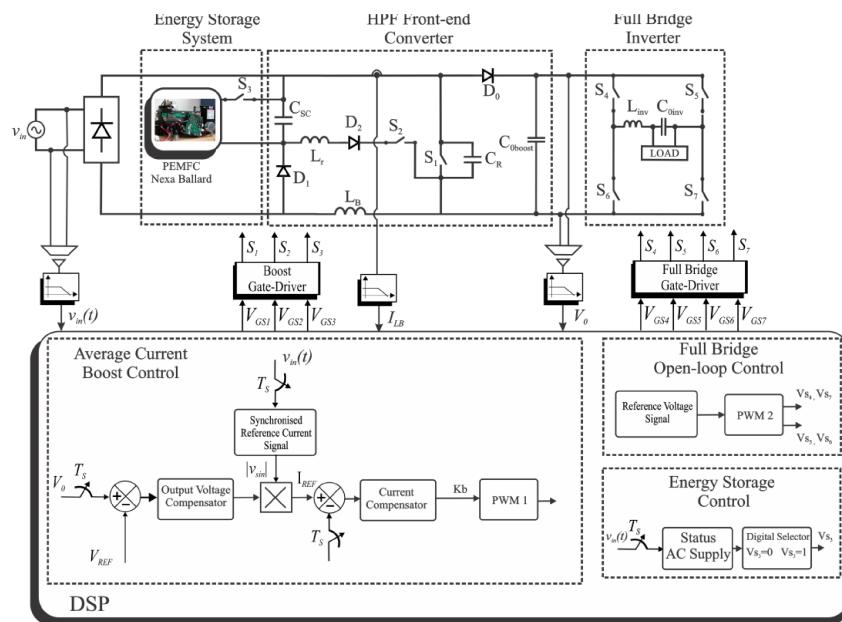
Figura 5.14 - Fluxograma da estratégia de controle.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 5.15 apresenta o diagrama esquemático do controle proposto integrado com o sistema.

Figura 5.15 - Diagrama esquemático do sistema de controle.



Fonte: Dados do próprio autor.

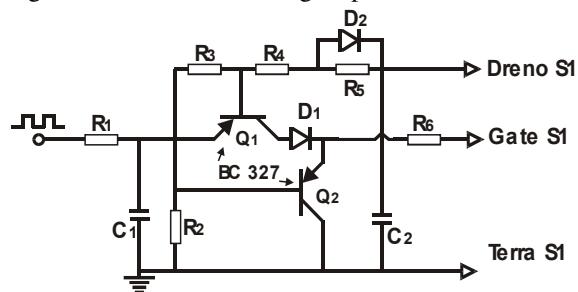
Com o monitoramento da tensão de entrada V_{in} é possível verificar o estado da rede CA de alimentação e determinar se a mesma está no seu funcionamento nominal ou com

algum tipo de falta. Nesta situação, existe um seletor digital capaz de enviar um sinal para a chave S_3 que representa a ligação da célula a combustível, fazendo com que a mesma passe a suprir o sistema. Outra ação realizada, a partir do sinal da tensão de entrada, é a sincronização da corrente de referência, gerada digitalmente, garantindo assim que as duas estejam em fase.

No bloco de geração da corrente de referência sincronizada com a tensão de entrada existe um vetor que representa seus pontos. Este vetor deve possuir a mesma quantidade de pontos que o valor do **BUFFERSIZE**, pois a corrente de comparação I_{LB} proveniente do conversor analógico digital será discretizada com este número de pontos, devido à frequência de amostragem de 200 kHz.

A tensão de saída do conversor Boost V_0 é comparada com a tensão de referência gerada digitalmente V_{REF} e o erro é utilizado como entrada para o compensador de tensão determinado anteriormente por (5.12). A saída do compensador de tensão é multiplicada pela corrente de referência, controlando a tensão de saída. A corrente do indutor I_{LB} é comparada com essa multiplicação e o erro é utilizado como entrada para o compensador de corrente, determinado anteriormente por (5.13), gerando a saída K_b que será comparada com a saída PWM e assim, são gerado os pulsos para as chaves S_1 e S_2 .

Figura 5.16 - Circuito analógico para acionamento da chave S_1 .



Fonte: Dados do próprio autor.

Conforme comentado no Capítulo 1, o atraso no disparo da chave S_1 em relação à chave S_2 é realizado pelo circuito analógico apresentado na Figura 5.16. Neste circuito o transistor Q_1 somente entra em condução quando a tensão do dreno da chave principal S_1 possuir tensão nula, permitindo a passagem do pulso para gate da chave S_1 . O transistor Q_2 está presente somente para descarregar a capacitância intrínseca que existe na chave S_1 .

Para o controle do inversor Full-Bridge utiliza-se um vetor de referência de tensão senoidal (o mesmo vetor da corrente de referência) que ao ser comparado a uma onda dente de serra que gera pulsos PWM para as chaves S_4 , S_5 , S_6 e S_7 , sendo que, como explicado anteriormente no capítulo 3, os pulsos das chaves S_4 e S_7 são complementares aos das chaves

S_5 e S_6 e nestes são aplicados um tempo morto de $0,5\mu s$ para que não ocorra curto através das chaves S_4 e S_6 e/ou S_5 e S_7 .

5.5 Considerações Finais

O capítulo 5 apresentou um estudo detalhado da operação do circuito de controle, além de aspectos importantes para a implementação prática do circuito. Características específicas da estratégia de controle do sistema, funções de transferência e compensadores, circuitos de geração de pulsos e circuitos condicionamento de sinais analógicos e digitais foram relatadas, possibilitando o disparo correto das chaves envolvidas.

6 SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Considerações iniciais

Este capítulo ilustra os resultados de simulação realizados na plataforma computacional PSIM® e os resultados experimentais obtidos através de um protótipo de 500W.

Os resultados de simulação são importantes para a realização de testes, verificação e estudo de viabilidade da topologia proposta, além da consolidação da estratégia de controle. Após validação através da simulação, realizou-se a montagem do protótipo utilizando os parâmetros e valores obtidos nos capítulos anteriores e foram executados diferentes ensaios experimentais para validação final da topologia apresentada neste trabalho.

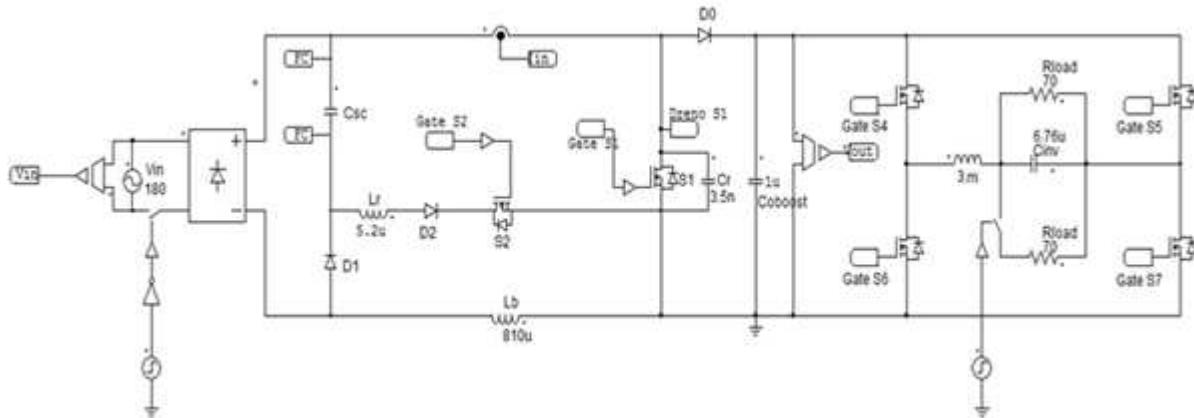
6.2 Simulações do circuito proposto

Utilizando-se do software de simulação de circuitos elétricos PSIM®, foi possível obter os resultados do sistema proposto assim como a comutação não dissipativa das chaves do conversor Boost, correção do fator de potência e controle da qualidade da tensão entregue a carga. Este simulador disponibiliza a utilização do DSP onde é possível inserir todos seus componentes e o algoritmo de controle construído na linguagem de programação C, o que possibilitou a obtenção de resultados bem próximos dos ensaios experimentais.

Para a simulação da célula a combustível na plataforma PSIM® foi utilizado o modelo apresentado em (AVELAR, COELHO, et al., 2009) e (MACIEL, 2014) que tem o objetivo de representar as reações químicas que ocorrem em uma célula a combustível PEMFC, por meio de fontes de tensão que são dependentes da corrente da célula e parâmetros da mesma. O modelo da célula a combustível utilizada foi de suma importância para prever o comportamento do sistema através de uma simulação computacional, além de auxiliar no dimensionamento supercapacitores de forma a obter a resposta transitória desejada.

A Figura 6.1 apresenta um arranjo do circuito de potência do sistema proposto no simulador. Com esse arranjo é possível simular tensões e correntes em regime permanente da entrada e saída. Também é possível realizar ensaios de degrau de carga e falta da rede CA de alimentação.

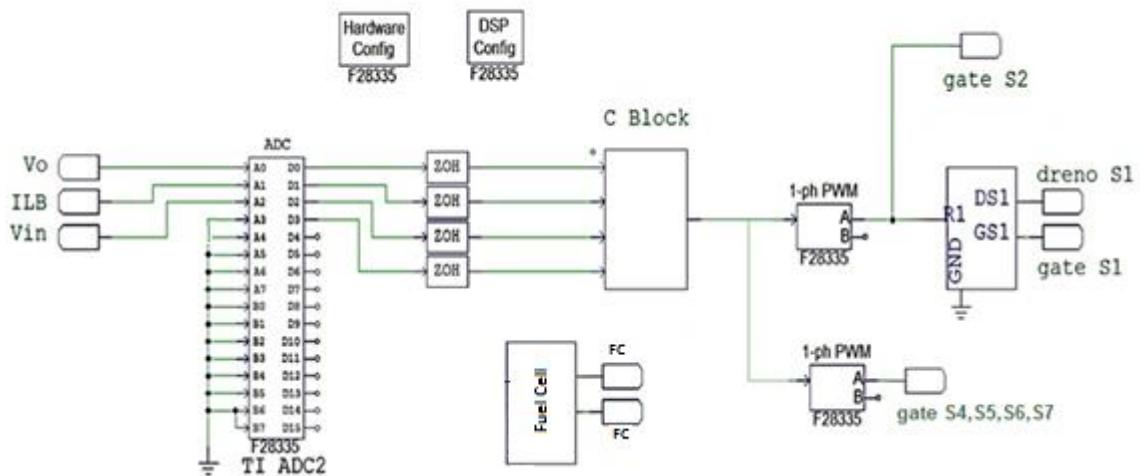
Figura 6.1 - Circuito de potência do conversor Boost.



Fonte: Dados do próprio autor.

O circuito de controle pode ser visualizado na Figura 6.2.

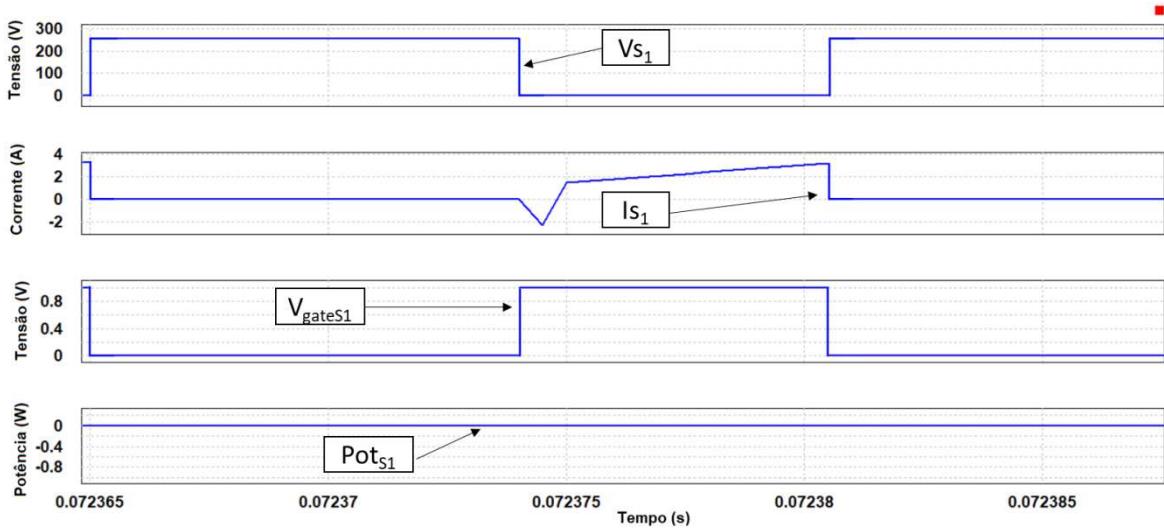
Figura 6.2 - Circuito de controle do conversor proposto.



Fonte: Dados do próprio autor.

Abaixo seguem os resultados de simulação para o circuito descrito acima. A Figura 6.3 apresenta as formas de onda da corrente circulante, a tensão dreno-source, o pulso e a potência na chave principal S_1 . Nota-se que a entrada e a saída de condução desta chave ocorrem com tensão nula. As perdas por comutação são nulas, como esperado. Vale ressaltar que para simulação os componentes do sistema foram considerados ideias, portanto não possuem resistência em série e nem perdas por condução.

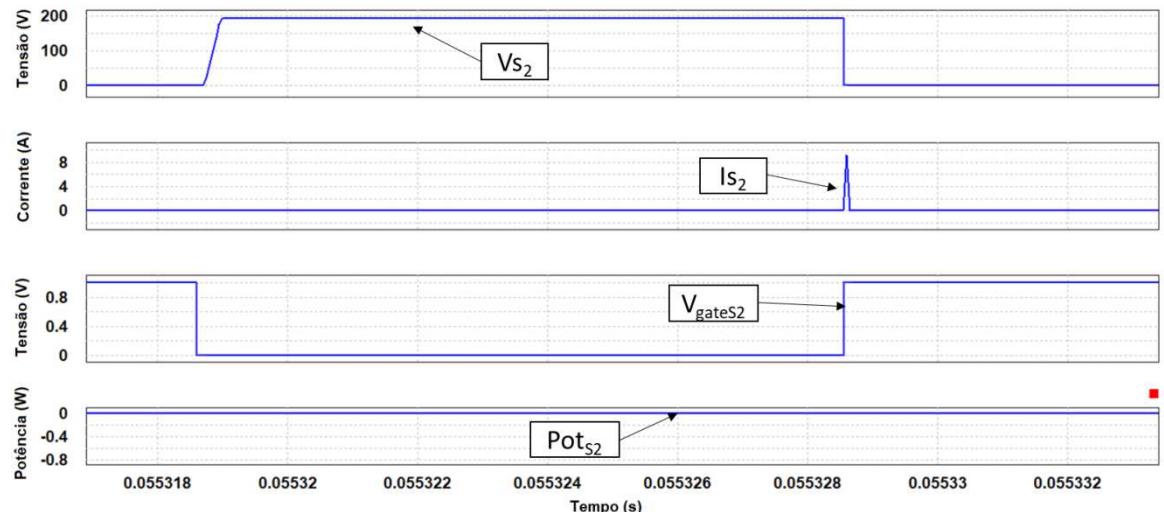
Figura 6.3 – Tensão na chave principal (V_{S1}),corrente na chave principal (I_{S1}), pulso na chave principal (V_{gateS1}), potência da chave principal (Pot_{S1}).



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 6.4 apresenta as formas de onda da corrente circulante, a tensão dreno-source, o pulso e a potência na chave auxiliar S_2 . Observa-se que a característica de entrada de condução e bloqueio desta chave com corrente e/ou tensão nula é alcançada com êxito.

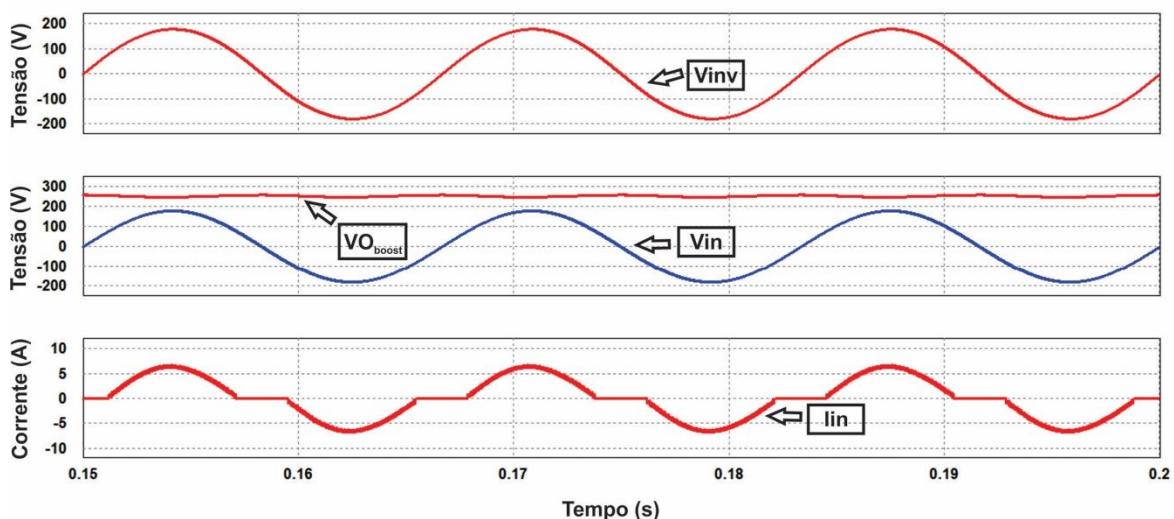
Figura 6.4 - Tensão na chave auxiliar (V_{S2}),corrente na chave auxiliar (I_{S2}), pulso na chave auxiliar (V_{gateS2}), potência da chave auxiliar (Pot_{S2}).



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 6.5 apresenta na condição nominal do sistema proposto, a forma de onda da corrente de entrada, a tensão de entrada, a tensão do pré-regulador e a tensão de saída. Nota-se que a corrente possui a forma senoidal e está em fase com a tensão de entrada, resultando em um fator de potência de 0,98. Nota-se uma passagem pelo zero acentuada, pois a tensão da rede é menor que a tensão do supercapacitor, assim, neste intervalo de tempo o supercapacitor que alimenta a carga e rede CA fica flutuando. Este fato faz com que seja impossível a obtenção de um fator de potência unitário para o sistema proposto, porém o resultado obtido foi considerado satisfatório e o mesmo está dentro das normas.

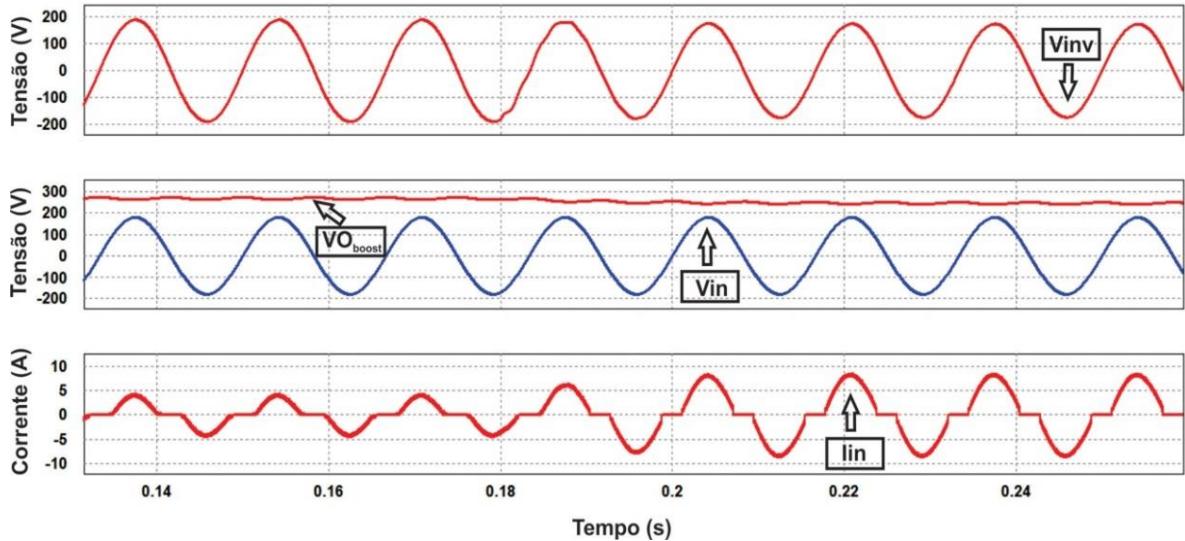
Figura 6.5 – Formas de onda de corrente e tensão do sistema proposto em condição nominal.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 6.6 foi realizada uma simulação de degrau de carga de 50% para 100%, validando a estabilidade do controle aplicado. Percebe-se que praticamente não há variação de tensão de saída, tanto do Boost quanto do inversor, toda a variação ocorre na corrente de entrada.

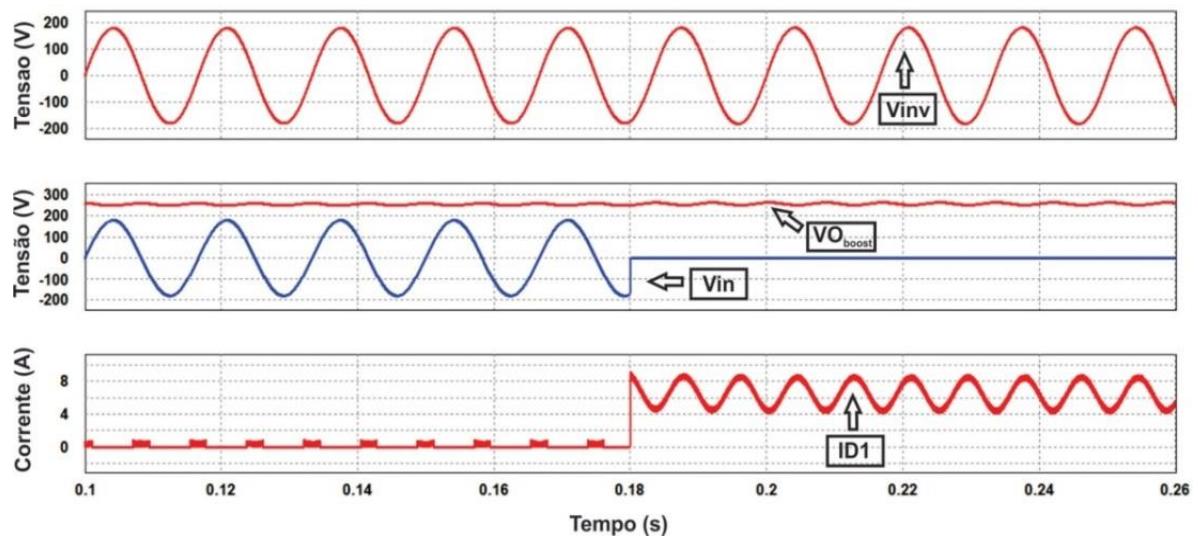
Figura 6.6 - Ensaio Degrau de carga de 50% para 100%.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 6.7 foi realizada uma simulação da falta da rede CA de alimentação. Percebe-se que praticamente não há variação na tensão de saída do Boost e na tensão de saída do inversor, e o sistema passa a ser alimentado pelo conjunto supercapacitor e célula a combustível, representados pela corrente no diodo de potência D₁.

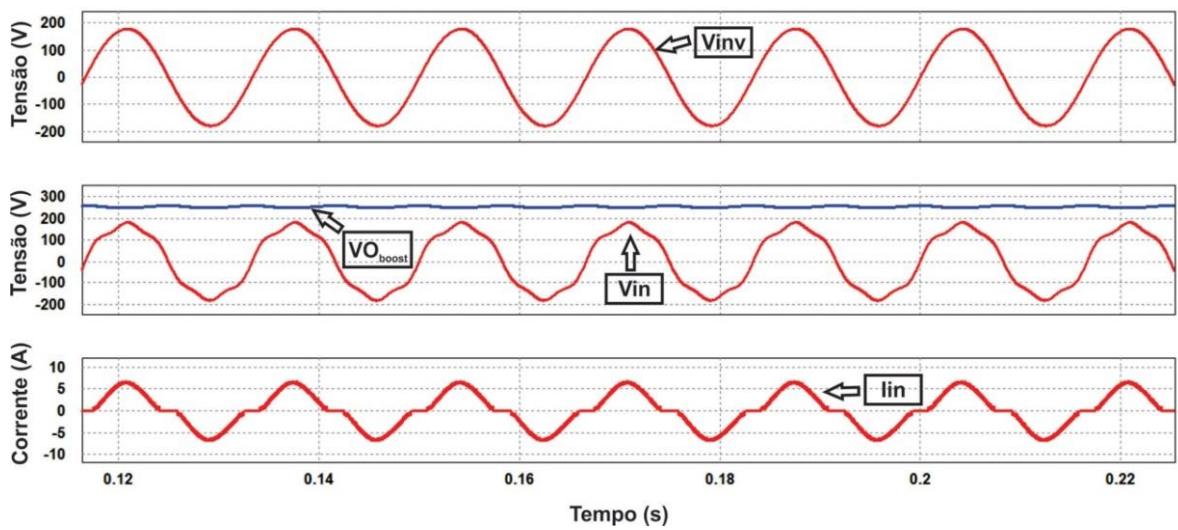
Figura 6.7 - Simulação da queda da rede CA de alimentação.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 6.8 apresenta a forma de onda da tensão de saída do inversor em relação a tensão de entrada porém essa distorcida, mostrando que independente da tensão de entrada o sistema como um todo controla a qualidade da tensão de saída. Percebe-se também que praticamente não há variação na tensão de saída do Boost em relação à tensão de entrada distorcida.

Figura 6.8 - Tensão de entrada distorcida e tensão saída da UPS proposta.



Fonte: Dados do próprio autor.

6.3 Resultados Experimentais

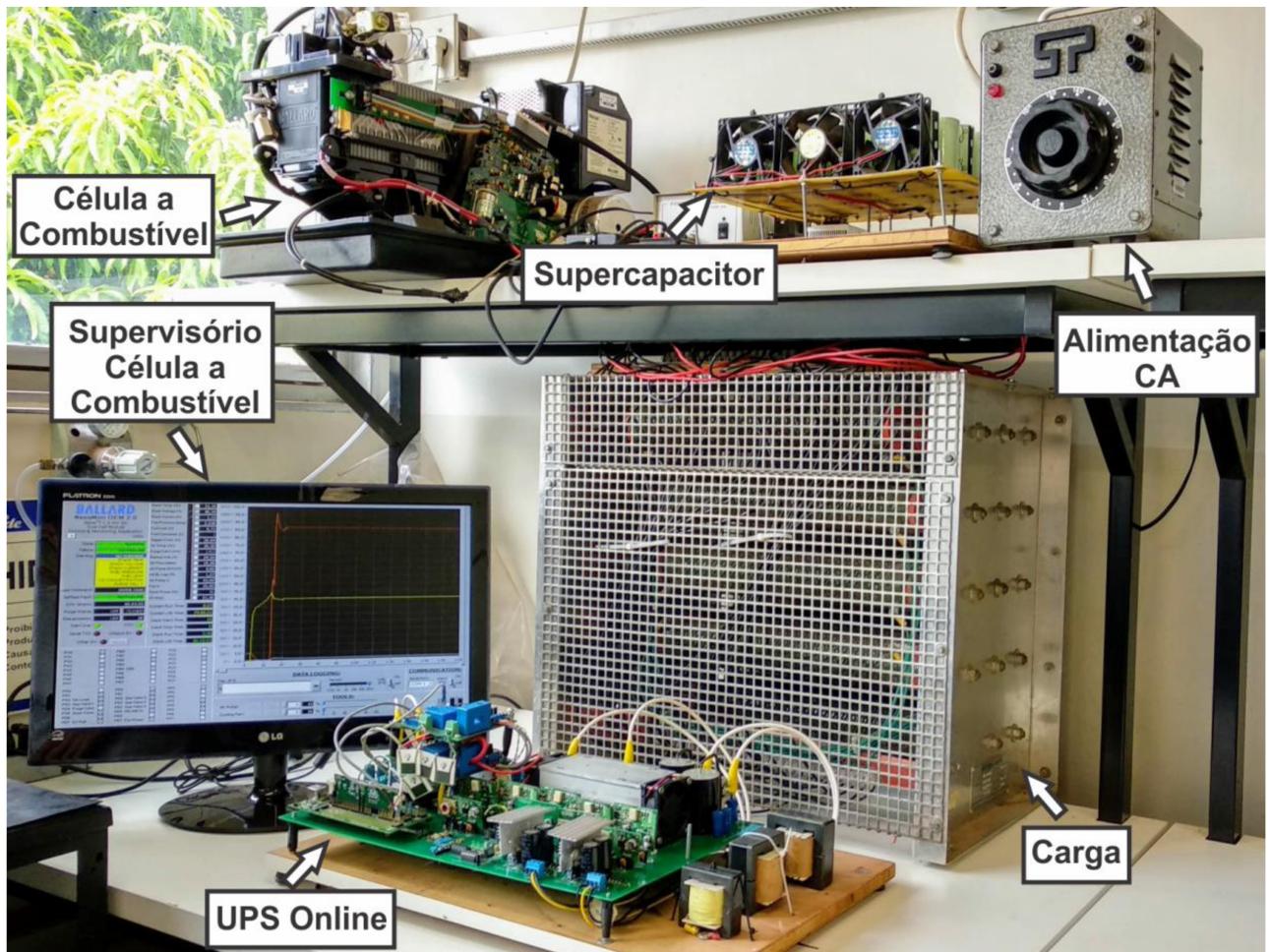
Com os procedimentos de dimensionamento, especificações de projeto apresentados no Capítulo 4 e os resultados obtidos em simulação foi construído um protótipo do sistema proposto. O funcionamento do protótipo tem como objetivo validar as premissas apresentadas nos capítulos anteriores, enfatizando o chaveamento não dissipativo das chaves semicondutoras do pré-regulador, o controle do fator de potência, a distorção harmônica da corrente de entrada e o funcionamento do sistema UPS *on-line*, utilizando a célula a combustível como fonte auxiliar de energia.

As placas de potência e de controle utilizadas foram projetadas e construídas nas instalações do NUPEP.

A Figura 6.9 ilustra o protótipo construído do conversor proposto. Todos os resultados experimentais apresentados neste item foram obtidos através de medições realizadas nas

instalações do NUPEP, utilizando equipamentos pertencentes a este laboratório e podem ser visualizados na Figura 6.9.

Figura 6.9 - Protótipo do sistema UPS proposto.



Fonte: Dados do próprio autor.

O circuito para acionar as chaves do conversor foi realizado utilizando-se o circuito de gatilho (*gate driver*) SKHI-10op da Semikron®. Este circuito possui proteção contra curto-circuito, baseado no monitoramento da tensão do interruptor, provendo o desligamento suave com sinalização de erro. A placa do circuito é apresentada na Figura 6.10.

Figura 6.10 - Placa do circuito de gatilho SKHI 10op da Semikron.



Fonte: Dados do próprio autor.

Esse circuito necessita de uma fonte de alimentação, também fabricada pela Semikron®, a qual é alimentada com 15 V e fornece uma tensão isolada de 24 V na saída. Esta fonte é apresentada na Figura 6.11.

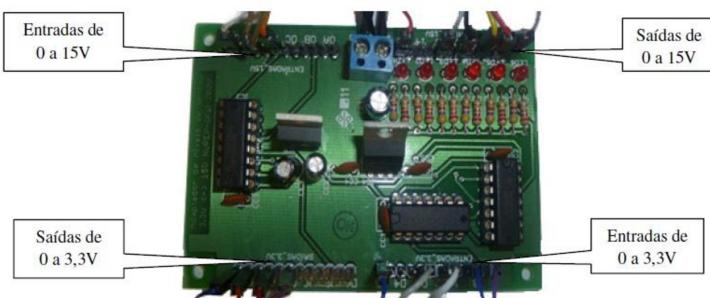
Figura 6.11 - Fonte para *gate driver* SKHI PS2 da Semikron.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para adequar os níveis de tensão dos sinais do DSP e do *gate drive* do conversor Boost, foi necessário a montagem de um circuito capaz de conectar os pinos de controle do DSP que estão no nível de 0 a 3.3V aos circuitos de *gate drive* de 0 a 15 V. Esta placa está apresentada na Figura 6.12.

Figura 6.12 - Placa de condicionamento de sinais digitais.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para adequar os sinais de corrente e tensão analógicos foi necessário a montagem de um circuito capaz de conectar os sinais analógicos, de tensões e corrente que devem ser monitoradas, com a entrada analógica do conversor analógico digital do DSP. Além disso, o circuito tem que ser capaz de controlar o *offset* do sinal de saída, uma vez que o DSP somente aceita tensões entre 0 e 3.3V, não admitindo tensões negativas. Esta placa está apresentada na Figura 6.13.

Figura 6.13 - Placa de condicionamento de sinais analógicos.



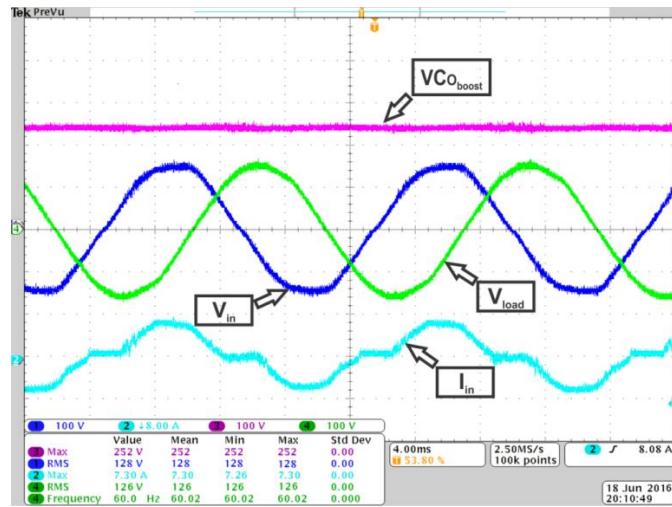
Fonte: Dados do próprio autor.

Para alimentar os circuitos de gatilho e os circuitos de condicionamento de sinais foi construída uma fonte de alimentação com tensão de saída regulada. Foram utilizados reguladores de tensão na forma de circuito integrado, os quais são mais precisos e compactos. Esta fonte pode ser alimentada com tensão da rede 110/220 V e regula uma tensão de saída de $\pm 15\text{Vcc}$, além de contar com proteção contra sobrecarga e curto circuito.

6.3.1 Análise dos resultados práticos

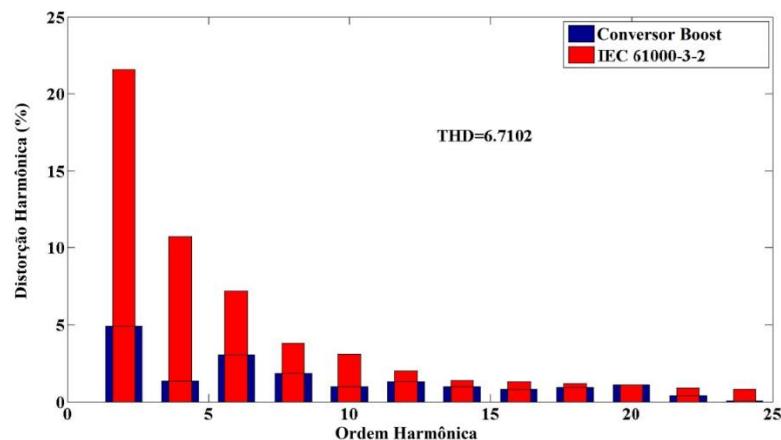
Foram realizados ensaios com o sistema proposto a fim de extrair resultados em conformidade com a teoria apresentada e com os resultados de simulação. A Figura 8.14 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nominais. O fator de potência mensurado em potência nominal foi de 0.98. É importante enfatizar que foi obtida uma taxa total de distorção harmônica da corrente de entrada de 6.7102 %, e o espectro harmônico pode ser observado na Figura 6.15, sendo este de acordo com os limites observados na norma IEC 61000-3-2.

Figura 6.14 - Tensão de entrada, corrente de entrada e tensão de saída.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 6.15 - Espectro harmônico da corrente de entrada comparada com a restrições de harmônico de corrente imposta pela norma IEC 61000-3-2.

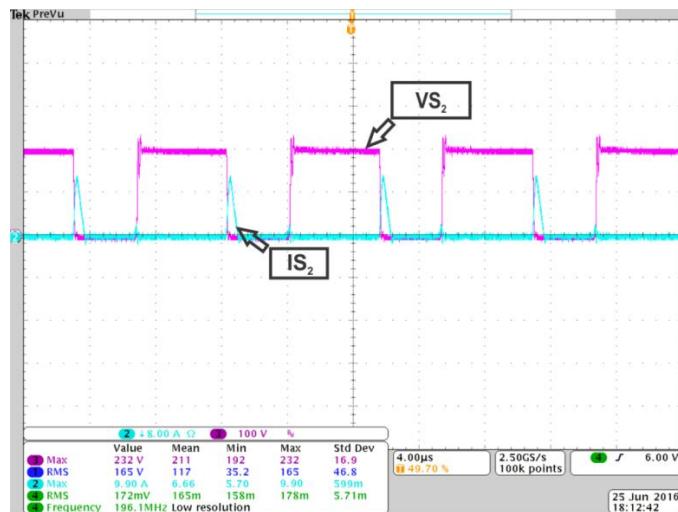


Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 6.16 apresenta a tensão e a corrente na chave principal S_1 e a Figura 6.17 apresenta a tensão e corrente na chave auxiliar S_2 . Pelas figuras pode-se observar que para ambas as chaves a comutação não dissipativa é alcançada, assim como previsto na análise teórica e na simulação realizada. É importante enfatizar que a chave S_1 é comutada em ZVS e a chave S_2 fecha em ZVS e abre em ZCS e ZVS.

Figura 6.16 - Tensão e corrente na chave principal S_1 .

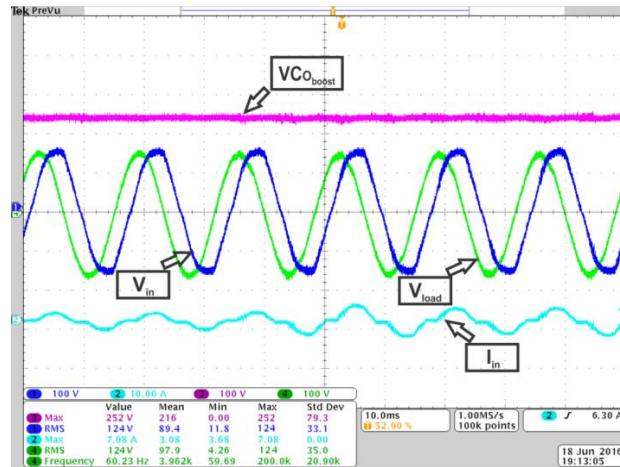

Fonte: Dados do próprio autor.

 Figura 6.17 - Tensão e corrente na chave auxiliar S_2 .


Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 6.18 é apresentado o resultado obtido quando foi realizado o ensaio de degrau de carga de 50%, demonstrando que a estabilidade do controle foi dentro do resultado esperado, assim como previsto na análise teórica e na simulação realizada. Percebe-se que não há variação na tensão de saída, sendo que toda a variação ocorre na corrente de entrada, de modo a manter a tensão de saída regulada.

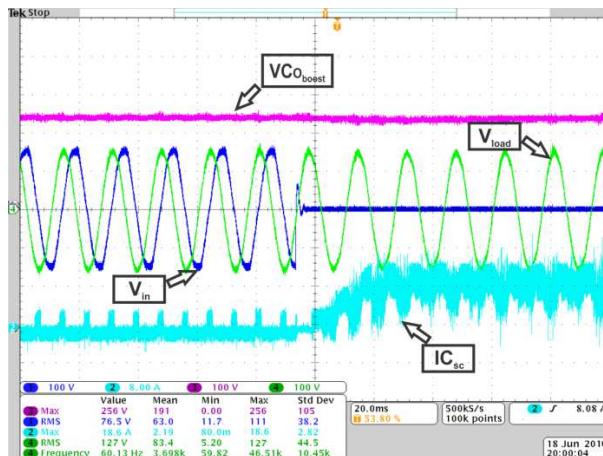
Figura 6.18 - Corrente de entrada, tensão de entrada e tensão de saída durante o ensaio experimental de um degrau de carga de 50%.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 6.19 é apresentado o resultado obtido em situação da falta da rede CA de alimentação. Percebe-se que praticamente não há variação na tensão de saída, e o sistema passa a ser alimentado pelo conjunto supercapacitor e célula a combustível. O resultado esperado foi alcançado e condizente ao previsto na análise teórica e na simulação realizada.

Figura 6.19 - Corrente de entrada, Corrente no supercapacitor, tensão de entrada e tensão de saída durante o ensaio experimental da queda da rede CA de alimentação.



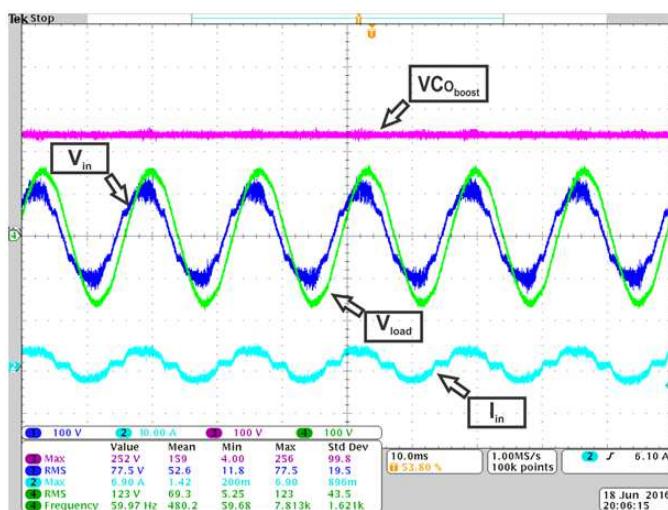
Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 6.20 é apresentado o resultado obtido em situação onde rede CA de alimentação apresenta severos níveis de distorção. Percebe-se que praticamente não há variação na qualidade de tensão de saída entregue a carga. O uso da célula de comutação

suave SR-ZCS-ZVS-PWM aplicado no conversor Boost proposto promoveu um excelente desempenho fazendo com que a eficiência alcançada atingisse valores próximos a 96.0%.

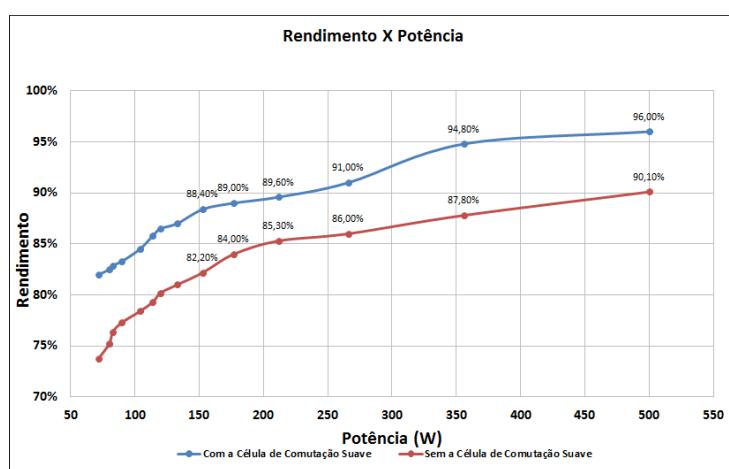
O conversor Boost SR-ZCS-ZVS-PWM foi construído com a possibilidade de desativação da célula de comutação suave, transformando-se em um conversor Boost PFC convencional, mantendo-se as mesmas características e componentes principais. A partir desta possibilidade, foram realizados ensaios de comparação de eficiência entre as duas estruturas para diversos valores de carga. O gráfico de comparação de rendimento entre as duas estruturas é demonstrado na Figura 6.21.

Figura 6.20 – Corrente de entrada e tensões de saída com a tensão de entrada apresentado severas distorções.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 6.21 - Análise comparativa de rendimento entre os conversores.



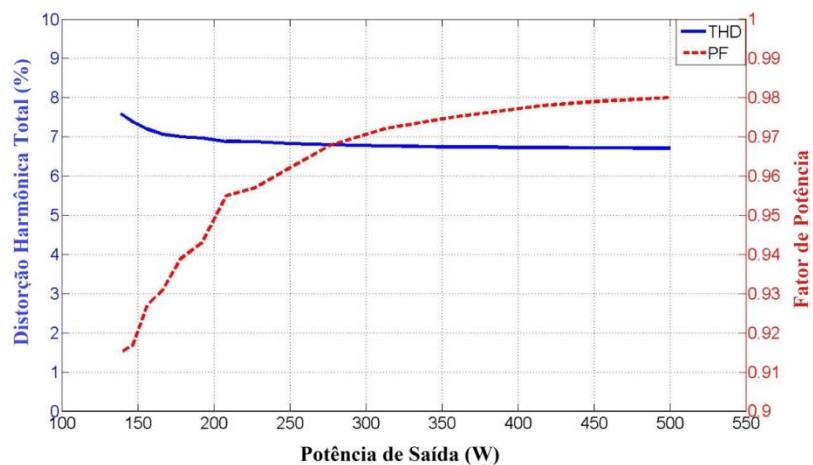
Fonte: Dados do próprio autor.

A curva em azul representa a característica do conversor proposto e em vermelho, a resposta do conversor Boost PFC convencional. Observa-se que o novo conversor proposto

mantém um rendimento superior para toda gama de carga utilizada. Quando comparado a outras topologias de PFC, por exemplo, as apresentadas em (ZHAN, ZHU, et al., 2007) e (GUIHUA, WEI, et al., 2009) é possível concluir que a performance alcançada do sistema proposto é condizente ao apresentado nestes trabalhos.

Concluindo a análise experimental, na Figura 6.22 é apresentado o conteúdo harmônico da corrente de entrada e o fator de potência do sistema proposto em relação a potência de saída. O sistema proposto promove um alto fator de potência para todas as faixas de carga, apresentando um valor próximo ao unitário, perto da condição nominal. A diminuição do conteúdo harmônico, conforme se aumentou a potência de saída, ocorreu de forma esperada, sendo que todos os casos mensurados estão em conformidade com a norma internacional IEC61000-3-2.

Figura 6.22 - Distorção harmônica de corrente e fator de potência em relação a potência de saída.



Fonte: Dados do próprio autor.

6.4 Considerações Finais

Neste capítulo estão apresentados os resultados de simulação realizados através do uso do software PSIM® de simulação de circuitos elétricos e os resultados experimentais, a partir da construção de um protótipo de 500 W. As análises das formas de onda obtidas comprovaram a eficácia da estrutura. A inserção da célula de comutação suave proposta ao conversor Boost garantiu a abertura e o fechamento das chaves semicondutoras sob corrente e/ou tensão nula. O estudo de rendimento da estrutura foi realizado, apresentando uma resposta satisfatória. O fator de potência alcançado foi em torno de 0,98 e a taxa de distorção harmônica de corrente de entrada foi em torno de 6,701% e a qualidade da tensão de saída foi

mantida na interrupção da alimentação ou quando a tensão de entrada apresenta severas distorções, demonstrando assim, a eficácia da estratégia de controle utilizada.

7 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foram apresentados alguns conceitos sobre os sistemas UPS enfatizando sua importância, principalmente em sistemas que não admitem interrupções da alimentação como, por exemplo, em sistemas de telecomunicações, aparelhos em emergências de hospitais e sistemas de controle de vôo, além de uma explicação do funcionamento de cada uma de suas categorias, que podem ser divididas em: *Off-line*, *On-line* e *Line-interactive*. Conforme observado, há uma grande preocupação em relação ao uso de baterias nestes tipos de sistemas, que apesar de apresentarem um bom desempenho, devido à utilização de metais pesados tóxicos, podem causar sérios problemas ambientais se descartados sem cuidados especiais. Além disso, há uma considerável preocupação em relação ao custo de manutenção destes sistemas, uma vez que possuem baixo tempo de vida útil devido ao limitado número de ciclos de carga e descarga a que podem ser submetidas.

Neste sentido, para resolver os problemas supracitados, foi proposta a substituição das baterias por uma célula a combustível, sendo que esta constitui uma forma silenciosa, limpa e eficiente de geração de eletricidade. Tais fatos, aliados com a preocupação em relação à correção do fator de potência e redução de componentes harmônicas de corrente nos sistemas de alimentação, em decorrência da ampla utilização de fontes chaveadas em equipamentos eletroeletrônicos, motivaram o desenvolvimento do projeto em pauta.

Diante do exposto, esta tese de doutorado teve como proposta o desenvolvimento de um sistema UPS do tipo *on-line*. As principais características da solução proposta são a utilização de uma Célula a combustível como sistema de armazenamento de energia, em substituição aos bancos de baterias comumente utilizadas em sistemas UPS, eliminando, portanto os inconvenientes comuns relacionados com questões de vida útil e manutenção; e a utilização de um conversor pré-regulador com funções de correção do fator de potência e conversor CC-CC elevador integradas, eliminando a necessidade de utilização de um conversor CC-CC adicional dedicado para a fonte auxiliar. Quando ocorrem falhas no suprimento de energia ou mesmo em condições de afundamentos severos de tensão na rede elétrica, a célula a combustível é ativada assegurando o fornecimento contínuo de energia para a carga eletrônica conectada ao barramento em corrente contínua.

Outras vantagens, como a redução do nível de EMI irradiado ou conduzido, também foram alcançadas pois nota-se a ausência de grandes oscilações e picos nas formas de onda de corrente e tensão obtidas, evidenciando que a elevação da frequência de chaveamento não comprometeu o controle eletrônico da própria estrutura ou mesmo de equipamentos colocados próximos a ele.

O funcionamento do conjunto célula a combustível e supercapacitor é equivalente ao do banco de baterias utilizado em sistemas UPS *on-line* convencionais, ou seja, do ponto de vista da dinâmica do sistema proposto, não foi observado nenhuma diferença significativa no seu desempenho.

A correção do fator de potência, mitigação do conteúdo harmônico das correntes, qualidade da tensão entregue à carga e o fornecimento ininterrupto de energia foram alcançadas satisfatoriamente, comprovando a eficácia da estratégia de controle utilizando o controlador digital baseado em DSP, assim como da utilização da célula a combustível como fonte auxiliar de energia.

Como desvantagem, observa-se que o uso da célula a combustível aumenta o custo de implementação do sistema, fato este atrelado, principalmente, à manipulação do hidrogênio e aos supercapacitores. Vale ressaltar que o custo da célula a combustível, assim como qualquer nova tecnologia, ainda é alto, mas, a tendência é que haja uma redução à medida que o mercado seja ampliado e os processos de produção de hidrogênio sejam otimizados.

Como sugestão para futuros trabalhos, propõe-se a executar ensaios de emissões de EMI conduzidos ou irradiados em laboratórios especializados de modo a verificar, através de métodos específicos, a eficácia da célula de comutação suave neste quesito e a comparação com outras topologias de conversores como, por exemplo, o sistema utilizando um conversor Boost Bridgeless.

TRABALHOS PUBLICADOS

Front-End Converter with Integrated PFC and DC-DC Functions for a Fuel Cell UPS with DSP-Based Control. Publicado no periódico internacional *IEEE Transactions on Power Electronics* (MACIEL, DE FREITAS, *et al.*, 2014).

Renewable Uninterruptible Power Supply System deploying a Single-Phase Front-end Converter with Integrated PFC and DC-DC Functions. Publicado no congresso internacional ECCE 2015(ENERGY CONVERSION CONGRESS & EXPO) (MACIEL, COSTA, *et al.*, 2015).

REFERÊNCIAS

ALI, D. A simplified dynamic simulation model (prototype) for a stand-alone Polymer Electrolyte Membrane (PEM) fuel cell stack. **12th International Middle-East Power System Conference**, 2008. 480-485. <https://doi.org/10.1109/MEPCON.2008.4562321>

ANEEL. Agencia Nacional de Engenharia Elétrica. Site da ANEEL, 2018. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/sala-de-imprensa-exibicao/>> /asset_publisher/XGPXSqdMFHrE/content/fornecimento-de-energia-eletrica-no-pais-melhora-em-2017/656877?inheritRedirect=false>. Acesso em: 23 Outubro 2018.

AVELAR, H. J. et al. PEM Fuel Cell Dynamic Model for Electronic Circuit Simulator. **IEEE Elec. Power & Energy Conf.**, 2009. 1-6. <https://doi.org/10.1109/EPEC.2009.5420976>

BEZERRA, L. D. **Conversor de alto ganho associado a um inversor para aplicação em sistema autônomo de energia elétrica**. Universidade Federal do Ceará. [S.I.]. 2009.

BROUJI, E. H. E. et al. Impact of Calendar Life and Cycling Ageing on Supercapacitor Performance. **Trans. on Vehicular Technology**, v. 28, n. 8, p. 3917-3929, 2009. <https://doi.org/10.1109/TVT.2009.2028431>

CÂMARA, R. A. D.; CRUZ, C. M. T.; BASCOPÉ, R. P. T. Retificador Boost Baseado Na Célula De Comutação De Três Estados Para Aplicações Em Nobreaks. **Revista eletrônica de Potência**, 2010, iSOBRAEP 2010, v. 15, p. 275-283, 2010. ISSN 4.

CÂMARA, R. A. et al. Comparative Analisys of Performance for Single-Phase AC-DC Converters Using FPGA for UPS Applications. **IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exp.**, p. pp. 1852-1858, 2013. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520547>

CHEN, H.; J. QIU, C. L. Dynamic modeling and simulation of renewable energy based hybrid power systems. **3rd Int. Conf. on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power**, 2008. 2803-2809. <https://doi.org/10.1109/DRPT.2008.4523887>

- COSTA, A. V.; TREVISO, C. H. G.; FREITAS, L. C. A new ZCS-ZVS-PWM boost Converter with unity power factor operation. *IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exp.*, 1994. 404-410. <https://doi.org/10.1109/APEC.1994.316370>
- COSTA, R. A. **Modelagem computacional e análise do comportamento de células a combustível de membrana polimérica em regime permanente e estático de carga**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 101. 2005.
- CRISTÓVÃO, A. B. **Um conversor Boost com comutação Suave aplicado a um sistema ininterrupto de energia**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 119. 2005.
- CRISTOVÃO, A. B. et al. Lossless Commutated Boost Converter applied as a PFC Stage for Uninterruptible Power Supply System without Battery Charger. *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2007. 231-237. <https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4341994>
- DAMASCENO, D. M. S. **Metodologia de projeto de conversores Boost para correção do fator de potência aplicada a sistemas ininterruptos de energia**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2006.
- DORF, R. C. **Sistemas de controle modernos**. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001. 659 p.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2^a. ed. [S.l.]: Springer, 2001. 912 p. <https://doi.org/10.1007/b100747>
- FREITAS, L. C.; GOMES, P. R. C. A High-Power High-Frequency ZCS-ZVS-PWM Buck Converter Using a Feedback Resonant Circuit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 10, n. 1, p. 19-24, 1995. <https://doi.org/10.1109/63.368465>
- GARCIA, S. et al. Dual Transformerless Single-Stage Current Source Inverter With Energy Management Control Strategy. *Trans. on Power Electron.*, v. 28, n. 10, p. 4644-4656, 2013. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2234139>
- GUIHUA, L. et al. Research on conventional PFC and bridgeless PFC in air conditioner. *IEEE Power Electron. and Motion Control Conf.*, 2009. 666-669. <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2009.5157468>
- HAEMING, F. **Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2005.
- HARFMAN-TODOROVIC, M. et al. Design Considerations for Fuel Cell Powered UPS. *IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exp.*, 2008. 1984-1990. <https://doi.org/10.1109/APEC.2008.4523000>
- HEVERTON, A. P.; CUPERTINO, A. F. **Desenvolvimento, modelagem e controle de conversores estáticos de potência: Conversor Boost**. Universidade Federal de Viçosa. Viçosa. 2011.
- HOLMES, ; LIPO, T. A. **PULSE WIDTH MODULATION FOR POWER CONVERTERS**. 1^a. ed. [S.l.]: JOHN WILEY PROFESSIO, 2003. 724 p.
- HREDZAK, B.; AGELIDIS, V. G.; DEMETRIADES, G. D. A Low Complexity Control System for a Hybrid DC Power Source Based on Ultracapacitor–Lead–Acid Battery Configuration. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 29, n. 6, p. 2882 - 2891, 2014. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2277518>

- INTHAMOUSSOU, F. A.; PEGUEROLES-QUERALT, J.; BIANCHI, F. D. Control of a Supercapacitor Energy Storage System for Microgrid Applications. *IEEE Trans. on Energy Convers.*, v. 28, n. 3, p. 690-697, 2013. <https://doi.org/10.1109/TEC.2013.2260752>
- IOUXUS. **IOXUS**, 2014. Disponível em: <<http://www.ioxus.com/ultracapacitors/>>. Acesso em: 14 Mar. 2017.
- J.CORREA et al. An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 1103-1112, 2004. <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.834972>
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; JASINSKI, M.; WRONA, G. DSP-Based Control of Grid-Connected Power Converters Operating Under Grid Distortions. *IEEE Trans. on Ind. Informatics*, v. 7, n. 2, p. 204-211, 2011. <https://doi.org/10.1109/TII.2011.2134856>
- KIM, Y.; SUNG, W.; LEE, B. Comparative Performance Analysis of High Density and Efficiency PFC Topologies. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 29, n. 6, p. 2666 - 2679, 2014. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2275739>
- KIRUBAKARAN, K.; S. JAIN, R. K. N. DSP-Controlled Power Electronic Interface for Fuel-Cell-Based Distributed Generation. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 26, n. 12, p. 3853-3864, 2011. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2138162>
- LEE, F. C. High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 76, n. 4, p. 377-390, 1988. <https://doi.org/10.1109/5.4424>
- LEE, W.; CHA, H. A Supercapacitor Remaining Energy Control method for smoothing a fluctuating renewable energy power. *IEEE ECCE Asia Downunder*, 2013. 398-403. <https://doi.org/10.1109/ECCE-Asia.2013.6579127>
- LI, Z. et al. Remaining Useful Life Estimation for PEMFC in Dynamic Operating Conditions. *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Hangzhou, China, 17-20 Outubro 2016. <https://doi.org/10.1109/VPPC.2016.7791762>
- LIMA, G. B. **Análise e Desenvolvimento de um Novo Conversor CA-CC Híbrido Monofásico com Controle Digital Baseado em DSP**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 148. 2011. <https://doi.org/10.1109/APEC.2005.1452898>
- MACIEL, R. et al. Front-End Converter with Integrated PFC and DC-DC Functions for a Fuel Cell UPS with DSP-Based Control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, n. 99, Set, 2014. ISSN 0885-8993. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2359891>
- MACIEL, R. S. **CONVERSOR BOOST PRÉ-REGULADOR COM FUNÇÕES PFC E CC-CC INTEGRADAS PARA SISTEMAS UPS UTILIZANDO CÉLULA A COMBUSTÍVEL COMO FONTE AUXILIAR DE ENERGIA**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 126. 2014.
- MACIEL, R. S. et al. **Renewable uninterruptible power supply system deploying a single-phase front-end converter with integrated PFC and DC-DC functions**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE. Montreal, QC, Canada: [s.n.]. 2015. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2015.7309832>
- MARTINS, ; BARBI, I. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. 2^a. ed. Florianópolis: [s.n.], 2008.
- MELO, L. F. P. **Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**. 1. ed. [S.I.]: Érica, 1996. 488 p.

- OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5^a. ed. [S.I.]: PEARSON EDUCATION-Br, 2011. 788 p.
- RIBEIRO, E.; CARDOSO, A. J. M.; BOCCALETI, C. Fuel cell-supercapacitor system for telecommunications. **5th IET Int. Conf. on Power Electron., Machines and Drives**, 2010. 1-6. <https://doi.org/10.1049/cp.2010.0079>
- SCHENCK, M. E.; J. LAI, K. S. Fuel Cell and Power Conditioning System Interactions. **IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exp.**, v. 1, p. 114-120, 2005. <https://doi.org/10.1109/APEC.2005.1452898>
- SEMICONDUCTORS, V. HFA15TB60. **Vishay Semiconductors**, 2010. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/94053/hfa15tb6.pdf>>. Acesso em: 09 Agosto 2017.
- SERRA, E. T. et al. Células a combustível: Uma alternativa para geração de energia e a sua inserção no mercado brasileiro. **CRESESB/CEPEL, 1^a edição Rio de Janeiro**, 2005.
- SHREELAKSHMI, M. P.; AGARWAL, V. An energy efficient and environment friendly elevator system using ultracapacitor and fuel cell with power factor correction. **IEEE ECCE Asia Downunder**, 2013. 721-727. <https://doi.org/10.1109/ECCE-Asia.2013.6579181>
- SILICONIX, V. IRFP 460. **vishay**, 2008. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/91237/91237.pdf>>. Acesso em: 09 Agosto 2017.
- SILVA, S. B.; OLIVEIRA, M. A. G.; SEVERINO, M. M. Sizing and Optimization Photovoltaic, Fuel Cell and Battery Hybrid System. **IEEE Latin America Trans.**, v. 9, n. 1, p. 817-822, Mar. 2011. <https://doi.org/10.1109/TLA.2011.5876425>
- STANDARD 62040-3 , I. E. C. **Uninterruptible Power Systems(UPS)—Part3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements**. 1^a. ed. [S.I.]: [s.n.], v. 3, 1999.
- TEXAS, I. **TMS320F28335, Digital Signal Controllers (DSCs),SPRS439F, 2007-Revised**. [S.I.]: [s.n.], 2009.
- THOUNTHONG, P. et al. Control of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid source for vehicle applications. **IEEE Int. Conf. on Industrial Technology**, 2009. 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICIT.2009.4939566>
- TREVISOL, C. H. G. **Conversor Sepic Auto-Ressonante ZVS-ZCS-PWM Isolado com Fator de Potência Unitário**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 114. 1994.
- UNO, M.; TANAKA, K. Accelerated ageing testing and cycle life prediction of supercapacitors for alternative battery applications. **IEEE 33rd Int. Telecomm. Energy Conf.**, 2011. 1-6. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2011.6099720>
- VANUSSI MELO GUAITOLINI, S. et al. A review of fuel cell and energy cogeneration technologies. **2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)**, Hammamet, 24 Maio 2018. <https://doi.org/10.1109/IREC.2018.8362573>
- WU, X.; XIAO, G.; LEI, B. Simplified Discrete-Time Modeling for Convenient Stability Prediction and Digital Control Design. **IEEE Trans. on Power Electron.**, v. 28, n. 11, p. 5333-5342, 2013. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2245514>
- WU, Y. et al. Prediction of PEMFC stack aging based on Relevance Vector Machine. **2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**, Dearborn, MI, USA, 14-17 Junho 2015. <https://doi.org/10.1109/ITEC.2015.7165794>

YAO, Y.; FASSINOU, F.; HU, T. Stability and Robust Regulation of Battery-Driven Boost Converter With Simple Feedback. **IEEE Trans. on Power Electron.**, v. 26, n. 9, p. 2614-2626, 2011. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2112781>

ZHAN, Y. et al. Design of an active power factor converter for ups with backup proton exchange membrane fuel cell/battery. **Australasian Universities Power Engineering Conf.**, 2007. 1-5. <https://doi.org/10.1109/AUPEC.2007.4548068>

ZHAN, Y. et al. Power Converters and Controllers for UPS Applications with Backup PEM Fuel Cell. **IEEE Ind. Appl. Society Ann. Meet.**, 2008. 1-8. <https://doi.org/10.1109/08IAS.2008.277>

ZHANG, W. et al. Seamless Transfer Control Strategy for Fuel Cell Uninterruptible Power Supply System. **IEEE Trans. on Power Electron.**, v. 28, n. 2, p. 717-729, 2013. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2204777>