

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**NOVO CONVERSOR CC-CC  
INTEGRADO FULL-BRIDGE-FORWARD  
APLICADO A UMA MICRORREDE RESIDENCIAL**

**TESE DE DOUTORADO**

**Leandro Roggia**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2013**

**NOVO CONVERSOR CC-CC  
INTEGRADO FULL-BRIDGE-FORWARD  
APLICADO A UMA MICRORREDE RESIDENCIAL**

**LEANDRO ROGGIA**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Dr. José Renes Pinheiro**  
**Coorientador: Prof. Dr. Luciano Schuch**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2013**

Roggia, Leandro

Novo conversor CC-CC integrado full-bridge-forward aplicado a uma microrrede residencial / Leandro Roggia.- 2013.

216 p.; 30cm

Orientador: José Renes Pinheiro

Coorientador: Luciano Schuch

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2013.

1. Engenharia elétrica 2. Eletrônica de potência 3. Conversor CC-CC 4. Microrrede I. Pinheiro, José Renes II. Schuch, Luciano III. Título.

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo autor.

---

© 2013

Todos os direitos autorais reservados a Leandro Roggia. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser realizada mediante a citação da fonte.

Endereço: BR 158, nº 1945, Bairro Medianeira, Santa Maria, RS, 97060-090.

Fone (0xx)55 8119 4005; Endereço eletrônico: roggia@gmail.com

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Tese de Doutorado

**NOVO CONVERSOR CC-CC  
INTEGRADO FULL-BRIDGE-FORWARD  
APLICADO A UMA MICRORREDE RESIDENCIAL**

elaborada por  
**Leandro Roggia**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Doutor em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**José Renes Pinheiro, Dr.**  
(Presidente/Orientador)

---

**Luciano Schuch, Dr. (UFSM)**  
(Coorientador)

---

**José Eduardo Baggio, Dr. (UFSM)**

---

**Flávio Alessandro Serrão Gonçalves, Dr. (UNESP)**

---

**Jumar Luís Russi, Dr. (UNIPAMPA)**

---

**Marcelo Lobo Heldwein, Dr. (UFSC)**

Santa Maria, 7 de fevereiro de 2013.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao professor José Renes Pinheiro, por sua amizade, colaboração e por me conceder a oportunidade de realizar este trabalho sob sua orientação.

Ao professor Luciano Schuch, por sua amizade, colaboração e dedicação prestadas ao longo do desenvolvimento do trabalho sob sua coorientação.

Aos professores José Eduardo Baggio, Cassiano Rech, Mário Lúcio da Silva Martins e Humberto Pinheiro, pela amizade, conhecimento e experiência transmitidos no decorrer do Doutorado, contribuindo de forma relevante na elaboração deste trabalho.

Aos demais professores da banca examinadora de doutorado Marcelo Lobo Heldwein, Jumar Luís Russi e Flávio Alessandro Serrão Gonçalves, pela disposição de participar da avaliação desta Tese e também por suas correções e sugestões com o intuito de tornar este trabalho mais completo.

Aos colegas do GEPOC, Antônio de Bruns Bordini Junior, Everton Soares Pivotto, Fabricio Emmanuel Kazakevicius, Fabrício Hoff Dupont, Fernando Beltrame, Guilherme Sebastião da Silva, Hamiltom Confortin Sartori, Henrique Horst Figueira, Jorge Rodrigo Massing, Josemar de Oliveira Quevedo, Leonardo Dorneles Bertagnolli, Luccas Matiuzzi Kunzler, Rafael Concatto Beltrame, Rafael Zanatta Scapini, Rodrigo Palhano Krug, Taciana Paula Enderle e Tadeu Vargas, que de alguma forma colaboraram com o desenvolvimento deste trabalho e pelos fortes laços de amizade criados entre nós.

Aos amigos do NUPEDEE e do PPGEE, em especial ao funcionário Luiz Fernando Guarenti Martins, que colaboraram na realização desse trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria e à CAPES pelo apoio financeiro indispensável para a realização de uma pesquisa de qualidade.

Aos meus pais, Pedro e Terezinha, e à minha irmã, Simone, pelos ensinamentos que carregarei por toda a vida, pela confiança e pelo amor em mim depositados.

A Deus.

## RESUMO

Tese de Doutorado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **NOVO CONVERSOR CC-CC INTEGRADO FULL-BRIDGE-FORWARD APLICADO A UMA MICRORREDE RESIDENCIAL**

AUTOR: LEANDRO ROGGIA

ORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

COORIENTADOR: LUCIANO SCHUCH

Local e Data da Defesa: Santa Maria, 7 de fevereiro de 2013.

Esta Tese de Doutorado tem como foco a proposta de uma nova topologia de conversor aplicado para conexão de um sistema de armazenamento de energia, composto de um banco de supercapacitores e um banco de baterias, ao barramento CC de uma microrrede residencial. O conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto apresenta alto ganho de tensão entre a entrada e saída, requisito fundamental para a aplicação desejada, fluxo de potência bidirecional, isolamento galvânica, entre outras características. O processo de integração, etapas de operação (incluindo formas de onda e equações do conversor), metodologia de projeto, modelagem CC, entre outros, são apresentados. Três diferentes estruturas de circuitos grampeadores são estudadas e aplicadas ao conversor proposto. Além disso, uma comparação de diversos parâmetros com o conversor *dual active bridge*, que é uma das topologias mais utilizadas para aplicações semelhantes é realizada, destacando o menor número de interruptores. Resultados experimentais do conversor proposto em diferentes modos de operação são apresentados, validando as análises teóricas. Resultados experimentais do conversor *dual active bridge* também são apresentados e o seu desempenho é comparado ao do conversor proposto, onde se observa que o rendimento do conversor proposto é superior. A aplicação da topologia é voltada para sistemas de microrrede, os quais atraem grande atenção atualmente devido à possibilidade de geração de energia elétrica de maneira renovável através de fontes distribuídas e com elevada confiabilidade.

**Palavras-chave:** Eletrônica de potência. Conversor CC-CC. Microrrede.

## **ABSTRACT**

Ph.D. Dissertation  
Electrical Engineering Post Graduation Program  
Federal University of Santa Maria

### **NOVEL FULL-BRIDGE-FORWARD INTEGRATED DC-DC CONVERTER APPLIED TO A RESIDENTIAL MICROGRID**

AUTHOR: LEANDRO ROGGIA

RESEARCH SUPERVISOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

SUPPORTING RESEARCH SUPERVISOR: LUCIANO SCHUCH

Defense Place and Date: Santa Maria, February 7<sup>th</sup>, 2013.

This Ph.D. Dissertation focuses on the proposal of a novel converter topology applied to the connection of an energy storage system, composed of a supercapacitor bank and a battery bank, to the dc bus of a residential microgrid. The proposed full-bridge-forward integrated dc-dc converter presents high voltage gain between the input and output, a fundamental requirement for the desired application, bidirectional power flow, galvanic isolation, among other features. The integration process, operation stages (including converter waveforms and equations), design methodology, dc modeling, among others, are presented. Three different clamping circuits structures are studied and applied to the proposed converter. Moreover, a comparison including several parameters with the dual active bridge converter, which is one of the most used topologies for similar applications is performed, highlighting the lesser number of active switches. Experimental results of the proposed converter in different operation modes are presented, validating the theoretical analysis. Experimental results of the dual active bridge converter are also presented and its performance is compared to the proposed converter, where it can be seen that the efficiency of the proposed converter is higher. The topology application is directed to microgrid systems, which attract high attention nowadays due to the possibility of renewable electric energy generation through distributed energy resources and with high reliability.

**Key words:** Power electronics. DC-DC converter. Microgrid.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Evolução da população e do consumo de energia mundiais .....	25
Figura 1.2 – Estrutura da oferta segundo a natureza da fonte primária de geração - Brasil 2011 .....	26
Figura 1.3 – Estrutura da oferta segundo a natureza da fonte primária de geração - Mundo 2010 .....	26
Figura 1.4 – Estimativa da produção de energia anual, em 1000 TWh.....	27
Figura 1.5 – Sistema de microrrede estudado.....	38
Figura 1.6 – Diagrama dos níveis de transferência de potência para a aplicação. ....	40
Figura 2.1 – Conversor CC-CC bidirecional.....	45
Figura 2.2 – Topologia do conversor DAB monofásico [31].....	46
Figura 2.3 – Topologia do conversor DAB trifásico [32]. ....	46
Figura 2.4 – Topologia com ponte completa na entrada e meia ponte na saída [33]. ....	47
Figura 2.5 – Topologia do conversor DAB com grampeador de entrada [35].....	48
Figura 2.6 – Topologia do conversor <i>boost-dual-half-bridge</i> [38]. ....	49
Figura 2.7 – Topologia do conversor <i>half-bridge current source</i> [40]. ....	50
Figura 2.8 – Topologia do conversor <i>full-bridge-push-pull</i> [43]. ....	51
Figura 2.9 – Conversor <i>dual active bridge</i> .....	53
Figura 2.10 – Potências ativa e aparente normalizadas no conversor DAB com PSM (1 p.u. = 180°).....	54
Figura 2.11 – Formas de onda do conversor DAB com PSM.....	56
Figura 2.12 – Conversor DAB com indicação dos pontos de medição das formas de onda....	56
Figura 2.13 – Formas de onda do conversor DAB com PTRM. ....	58
Figura 2.14 – Conversor DAB incluindo conversor bidirecional.....	59
Figura 2.15 – Comparação da corrente no elemento de armazenamento ( $V_{in} = 48\text{ V}$ , $V_{out} = 400$ $\text{V}$ , $P_{out} = 1,4\text{ kW}$ , $n_1:n_2 = 1:6$ , $\phi = 41^\circ$ , $f_s = 50\text{ kHz}$ , $f_{bid} = 100\text{ kHz}$ , $L_{bid} = 70\text{ }\mu\text{H}$ ).....	59
Figura 3.1 – Topologia do conversor <i>full-bridge</i> . ....	62
Figura 3.2 – Topologia do conversor <i>forward</i> .....	62
Figura 3.3 – Topologia do conversor CC-CC integrado <i>full-bridge-forward</i> proposto.....	63
Figura 3.4 – Topologia do conversor CC-CC integrado <i>full-bridge-forward</i> proposto com conversor bidirecional. ....	64
Figura 3.5 – Conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador passivo dissipativo. ....	69



Figura 3.6 – Conversor <i>forward double-ended</i> com grameador passivo analisado. ....	69
Figura 3.7 – Primeira etapa de operação da topologia. ....	70
Figura 3.8 – Segunda etapa de operação da topologia. ....	71
Figura 3.9 – Terceira etapa de operação da topologia. ....	72
Figura 3.10 – Quarta etapa de operação da topologia. ....	73
Figura 3.11 – Formas de onda do conversor <i>forward double-ended</i> com grameador passivo. ....	74
Figura 3.12 – Desvio da corrente magnetizante. ....	76
Figura 3.13 – Conversor <i>forward double-ended</i> com grameador passivo regenerativo. ....	79
Figura 3.14 – Conversor <i>forward double-ended</i> com grameador ativo regenerativo. ....	80
Figura 3.15 – Conversor <i>forward double-ended</i> com grameador ativo redesenhado. ....	81
Figura 3.16 – Primeira etapa de operação da topologia. ....	82
Figura 3.17 – Segunda etapa de operação da topologia. ....	82
Figura 3.18 – Terceira etapa de operação da topologia. ....	83
Figura 3.19 – Quarta etapa de operação da topologia. ....	83
Figura 3.20 – Quinta etapa de operação da topologia. ....	84
Figura 3.21 – Sexta etapa de operação da topologia. ....	84
Figura 3.22 – Primeira etapa de operação da regeneração de energia. ....	85
Figura 3.23 – Segunda etapa de operação da regeneração de energia. ....	85
Figura 3.24 – Formas de onda do conversor <i>forward double-ended</i> com grameador ativo regenerativo, etapas 1, 6 e 7. ....	86
Figura 3.25 – Formas de onda do conversor <i>forward double-ended</i> com grameador ativo regenerativo, etapas 2, 3, 4 e 5. ....	87
Figura 3.26 – Topologia do conversor CC-CC integrado <i>full-bridge-forward</i> com conversor <i>boost</i> . ....	89
Figura 4.1 – Ábaco resultante da equação da perda de razão cíclica. ....	94
Figura 4.2 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> em função de $V_{cl}$ e $L_d$ . ....	97
Figura 4.3 – Gráfico tridimensional do rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> em função de $V_{cl}$ e $L_d$ . ....	97
Figura 4.4 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> em função de $V_{cl}$ e $L_m$ . ....	98
Figura 4.5 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> em função de $V_{cl}$ e $V_{fb}$ com (a) $L_{d1} = 0,5 \mu\text{H}$ , (b) $L_{d1} = 1 \mu\text{H}$ , (c) $L_{d1} = 1,5 \mu\text{H}$ . ....	99
Figura 4.6 – Formas de onda da tensão e corrente no circuito grameador. ....	101

Figura 4.7 – Comparação dos circuitos grampeadores: (a) tensão nos grampeadores e (b) perdas nos grampeadores ( $V_{bus} = 400$ V; $V_{fb} = 52$ V; $P_{out} = 100$ W; $n_3:n_1 = 7:1$ ; $L_{dl} = 0,5$ $\mu$ H, $L_m = 2$ mH). .....	105
Figura 4.8 – Ábaco resultante da equação da perda de razão cíclica - exemplo. ....	110
Figura 4.9 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> em função de $V_{cl}$ e $V_{fb}$ - exemplo. ....	113
Figura 4.10 – Conversor <i>forward double-ended</i> sem indutor de saída: modelagem estática. ....	117
Figura 4.11 – Comparação da equação deduzida com o conversor nas mesmas condições. ....	119
Figura 4.12 – Comparação da equação deduzida simplificada com o conversor. ....	120
Figura 5.1 – Topologia do conversor proposto implementada. ....	126
Figura 5.2 – Topologia do conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador passivo dissipativo implementada. ....	128
Figura 5.3 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> em função da tensão do circuito grampeador para transformadores distintos ( $V_{bus} = 400$ V; $V_{fb} = 54$ V; $P_{out} = 100$ W; $n_3:n_1 = 7:1$ ). ....	129
Figura 5.4 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> em função da potência de saída para o transformador 1 ( $V_{bus} = 400$ V; $V_{fb} = 54$ V; $n_3:n_1 = 7:1$ ). ....	130
Figura 5.5 – Corrente no enrolamento terciário (1 A/div.) e tensão sobre $S_{w5}$ (200 V/div.). ....	131
Figura 5.6 – Corrente no enrolamento terciário (1 A/div.) e tensão sobre $D_{cl}$ (200 V/div.). ....	132
Figura 5.7 – Corrente no enrolamento primário (5 A/div.) e tensão sobre os diodos de $S_{w3}$ e $S_{w4}$ (50 V/div.). ....	132
Figura 5.8 – Corrente (5 A/div.) e tensão (50 V/div.) no enrolamento primário. ....	132
Figura 5.9 – Topologia do conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador passivo regenerativo implementada. ....	133
Figura 5.10 – Topologia do conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador ativo regenerativo implementada. ....	134
Figura 5.11 – Correntes através do barramento CC (1 A/div.) e do indutor do circuito grampeador ativo (200 mA/div.). ....	135
Figura 5.12 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> não integrado utilizando três circuitos grampeadores ( $V_{bus} = 400$ V; $V_{fb} = 54$ V; $V_{cl} = 803$ V; $P_{out} = 100$ W; $n_3:n_1 = 7:1$ ). ....	136
Figura 5.13 – Rendimento do conversor <i>forward double-ended</i> integrado utilizando três circuitos grampeadores ( $V_{bus} = 400$ V; $V_{fb} = 54$ V; $V_{cl} = 803$ V; $P_{out} = 100$ W; $n_3:n_1 = 7:1$ ). ....	136
Figura 5.14 – Topologia do conversor <i>full-bridge</i> integrada ao conversor <i>forward</i> implementada. ....	137

Figura 5.15 – Topologia do conversor <i>full-bridge</i> não integrada ao conversor <i>forward</i> implementada. ....	137
Figura 5.16 – Corrente no indutor de saída (1 A/div.), corrente no primário do transformador (25 A/div.) e tensão no primário do transformador (100 V/div.) do conversor <i>full-bridge</i> integrado com PSM ( $V_{fb} = 80$ V; $V_{bus} = 400$ V; $P_{out} = 1,4$ kW; $n_1:n_2 = 1:6$ ). ....	138
Figura 5.17 – Rendimentos do conversor <i>full-bridge</i> e <i>full-bridge</i> integrado ao conversor <i>forward double-ended</i> ( $V_{fb} = 80$ V; $V_{bus} = 400$ V; $n_1:n_2 = 1:6$ ). ....	139
Figura 5.18 – Tensão sobre $S_{w4}$ (20 V/div.) e sinal de acionamento de $S_{w4}$ (5 V/div.) em (a) 250 W, (b) 300 W, (c) 330 W e (d) 400 W. ....	139
Figura 5.19 – Protótipo do conversor CC-CC <i>full-bridge-forward</i> proposto implementado. ....	140
Figura 5.20 – Topologia do conversor <i>boost</i> implementada. ....	141
Figura 5.21 – Corrente no indutor de entrada (10 A/div.) e tensão sobre o interruptor (50 V/div.) do conversor <i>boost</i> ( $V_{sto} = 48$ V; $V_{fb} = 80$ V; $P_{out} = 1,4$ kW). ....	141
Figura 5.22 – Rendimento do conversor <i>boost</i> no modo de descarga ( $V_{sto} = 48$ V; $V_{fb} = 80$ V). ....	142
Figura 5.23 – Topologia do conversor proposto completo implementada. ....	142
Figura 5.24 – Corrente no indutor de entrada (10 A/div.), corrente no primário do transformador (20 A/div.) e corrente no indutor de saída (2 A/div.) do conversor proposto completo ( $V_{sto} = 48$ V; $V_{bus} = 400$ V; $P_{out} = 1,4$ kW). ....	143
Figura 5.25 – Rendimento do conversor proposto completo no modo de descarga. ....	143
Figura 5.26 – Topologia do conversor DAB implementada. ....	144
Figura 5.27 – Topologia do conversor DAB implementada no modo de descarga. ....	145
Figura 5.28 – Corrente no primário do transformador (20 A/div.) e tensão sobre $S_{w5}$ (500 V/div.), com $P_{out} = 1,4$ kW e PSM. ....	146
Figura 5.29 – Corrente no primário do transformador (20 A/div.) e tensões sobre $S_{w5}$ e $S_{w6}$ (500 V/div.), com $P_{out} = 500$ W e PTRM. ....	146
Figura 5.30 – Corrente no primário do transformador (20 A/div.) e tensões sobre $S_{w5}$ e $S_{w6}$ (500 V/div.), com $P_{out} = 650$ W e PTRM. ....	147
Figura 5.31 – Rendimento do conversor DAB no modo de descarga. ....	148
Figura 5.32 – Protótipo do conversor DAB implementado. ....	148
Figura 5.33 – Tensão sobre $S_{w5}$ (100 V/div.), sinal de acionamento de $S_{w5}$ (5 V/div.) e corrente no primário do transformador com (a) $P_{out} = 100$ W e PTRM, (b) $P_{out} = 500$ W e PTRM e (c) $P_{out} = 1,4$ kW e PSM. ....	149

Figura 5.34 – Comparação do rendimento dos conversores DAB e proposto no modo de descarga.....	150
Figura 5.35 – Topologia do conversor DAB implementada no modo de carga.....	151
Figura 5.36 – Corrente no primário do transformador (10 A/div.) e tensões sobre $S_{w5}$ e $S_{w6}$ (500 V/div.), com $P_{out} = 100$ W e PTRM.....	151
Figura A.1 – Gráfico da relação entre densidade de energia e densidade de potência.....	168
Figura A.2 – Comparação do perfil de tensão para EDLC e bateria.....	168
Figura B.1 – Topologia #1 de uma microrrede com barramento CA [82].....	173
Figura B.2 – Topologia #2 de uma microrrede com barramento CA [83].....	174
Figura B.3 – Topologia #1 de uma microrrede com barramento CC [85].....	174
Figura B.4 – Fluxo de potência da topologia #1 de uma microrrede com barramento CC [85]. .....	175
Figura B.5 – Topologia #2 de uma microrrede com barramento CC [86].....	176
Figura C.1 – Fluxograma de operação do sistema de microrrede.....	180
Figura C.2 – Energia necessária considerando o transitório crítico.....	189
Figura C.3 – Estrutura (modelo) de baterias e supercapacitores.....	191
Figura D.1 – Método <i>droop</i> . (a) Conexão de 2 fontes em paralelo. (b) Característica de regulação de carga.....	195
Figura D.2 – Característica <i>droop</i> .....	196
Figura D.3 – Limitações do método <i>droop</i> .....	197
Figura D.4 – Mecanismo operacional.....	198
Figura D.5 – Características da tensão do barramento CC para a corrente CC de saída.....	199
Figura D.6 – Diagrama funcional de módulos em paralelo com controle mestre-escravo. ...	201
Figura D.7 – Sistema de microrrede projetada utilizado em simulações.....	204
Figura D.8 – Configuração da microrrede (a) antes e (b) após a conexão de carga CC.....	205
Figura D.9 – Conexão de carga CC de 1000 W no modo conectado à rede. (a) Corrente no inversor. (b) Tensão no barramento CC. (c) Corrente na carga.....	205
Figura D.10 – Configuração da microrrede (a) antes e (b) após a queda na geração dos painéis.....	206
Figura D.11 – Queda abrupta na potência gerada pelos painéis fotovoltaicos. (a) Corrente no inversor. (b) Tensão no barramento CC. (c) Potência nos painéis.....	206
Figura D.12 – Configuração da microrrede (a) antes e (b) após a falha na rede.....	207

Figura D.13 – Mudança do modo de operação conectado à rede ao modo ilhado. (a) Corrente no inversor. (b) Tensão no barramento CC. (c) Potência nos painéis. (d) Tensão no barramento CA. ....	208
Figura E.1 – Conversor <i>forward double-ended</i> com tensão fixa no circuito grampeador. ....	210
Figura E.2 – Circuito equivalente da etapa 1.....	210
Figura E.3 – Circuito equivalente da etapa 2.....	212
Figura E.4 – Circuito equivalente da etapa 3.....	213
Figura E.5 – Circuito equivalente da etapa 4.....	215

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1-1 - Geração de energia elétrica para as principais fontes primárias de geração.....	27
Tabela 2-1 - Comparação de topologias analisadas na revisão bibliográfica.....	52
Tabela 3-1 - Comparação de dispositivos entre as topologias.....	66
Tabela 4-1 - Parâmetros do conversor.....	92
Tabela 4-2 - Parâmetros envolvendo o transformador do conversor.....	110
Tabela 4-3 - Parâmetros do transformador confeccionado.....	111
Tabela 4-4 - Valores das indutâncias do transformador confeccionado.....	112
Tabela 4-5 - Parâmetros em função do desvio da corrente magnetizante.....	114
Tabela 4-6 - Comparação de parâmetros através do projeto do grampeador passivo dissipativo.....	115
Tabela 4-7 - Comparação de parâmetros através do projeto do grampeador passivo regenerativo.....	115
Tabela 4-8 - Comparação de parâmetros através do projeto do grampeador ativo regenerativo.....	116
Tabela 4-9 - Comparação dos conversores DAB e conversor proposto.....	122
Tabela 5-1 - Parâmetros da aplicação.....	125
Tabela 5-2 - Parâmetros do conversor CC-CC integrado <i>full-bridge-forward</i> proposto.....	126
Tabela 5-3 - Semicondutores utilizados no conversor proposto.....	126
Tabela 5-4 - Parâmetros do transformador 2.....	128
Tabela 5-5 - Valores das indutâncias do transformador 2.....	128
Tabela 5-6 - Componentes passivos do conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador ativo regenerativo.....	134
Tabela 5-7 - Semicondutores do conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador ativo regenerativo.....	134
Tabela 5-8 - Semicondutores utilizados no conversor DAB.....	144
Tabela A-1 - Comparação entre os elementos de armazenamento de energia.....	172
Tabela C-1 - Potência instalada na residência.....	184
Tabela C-2 - Modelos de veículos elétricos híbridos <i>plug-in</i> e suas características.....	185
Tabela C-3 - Especificações do veículo Toyota Prius <i>Plug-in</i> .....	185

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ARM	Elemento de armazenamento de energia
BARR	Barramento
BEN	Balanço Energético Nacional
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CH	Chave seccionadora
CIS	<i>Commonwealth of Independent States</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador digital de sinais)
EDLC	<i>Electric Double-Layer Capacitor</i> (Capacitor de duas camadas elétricas)
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> (Resistência série equivalente)
EV	<i>Electric Vehicle</i> (Veículo elétrico)
FB	<i>Full-bridge</i>
FC	<i>Fuel Cell</i> (Célula combustível)
GD	Geração distribuída
GER	Gerador alimentado por biocombustível
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> (Veículo elétrico híbrido)
HFAC	<i>High Frequency AC</i> (CA de alta frequência)
IEA	<i>International Energy Agency</i>
INV	Inversor
MGCC	<i>Microgrid Central Controller</i> (Controlador central da microrrede)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Busca do ponto de máxima potência)
OECD	<i>Organisation for Economic Co-operation and Development</i>
PCBB	<i>Power Converter Building Block</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i> (Veículo elétrico híbrido <i>plug-in</i> )
PI	Proporcional-integral
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica
PS	<i>Phase-shift</i>
PSM	<i>Phase-shift Modulation</i> (Modulação <i>phase-shift</i> )
PTRM	<i>Modified Triangular Modulation</i> (Modulação triangular modificada)

PV	Painéis fotovoltaicos
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
qZS	<i>Quasi-Z-source</i>
qZSI	<i>Quasi-Z-source Inverter</i> (Inversor de tensão <i>quasi-Z-source</i> )
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor médio quadrático)
SC	Supercapacitor
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção harmônica total)
TRM	<i>Triangular Modulation</i> (Modulação triangular)
TZM	<i>Trapezoidal Modulation</i> (Modulação trapezoidal)
UPLC	<i>Unified Power Line Conditioner</i> (Condicionador unificado de linha de potência)
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i> (Condicionador unificado de qualidade de potência)
UPS	<i>Uninterruptable Power Supply</i> (Fonte ininterrupta de energia)
V2G	<i>Vehicle to grid</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sobre zero de tensão)



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta I_b$	Ondulação da corrente no indutor do conversor <i>boost</i>
$\Delta I_{bus}$	Ondulação da corrente no indutor do barramento CC
$\Delta Q$	Carga elétrica transferida ao capacitor
$\Delta T_1-\Delta T_5$	Tempo de duração das etapas
$\Delta V$	Oscilação de tensão no circuito grampeador
$\Delta d$	Perda de razão cíclica
$\Delta t$	Tempo de condução da chave
$\phi$	Defasagem
$\omega$	Frequência angular
$C_1-C_4$	Capacitores
$C_{SC}$	Capacitância do banco de supercapacitores
$C_{Sw}$	Capacitores intrínsecos dos interruptores de um braço do <i>full-bridge</i>
$C_{ac}$	Capacitor do circuito grampeador ativo regenerativo
$C_b$	Capacitor de saída do conversor <i>boost</i> (operando isolado)
$C_{bid}$	Capacitor de saída do conversor bidirecional
$C_{bus}$	Capacitor que substitui a fonte de tensão $V_{bus}$
$C_c$	Capacidade de cada unidade de supercapacitor
$C_{fb}$	Capacitor que substitui a fonte de tensão $V_{fb}$
$C_{oss}$	Capacitância intrínseca entre <i>drain</i> e <i>source</i> de cada interruptor
$C_{pd}$	Capacitor do circuito grampeador passivo dissipativo
$C_{pr}$	Capacitor do circuito grampeador passivo regenerativo
$D_1-D_5$	Diodos
$D_{ac}$	Diodo do grampeador ativo regenerativo
$D_b$	Diodo do conversor <i>boost</i>
$D_{cl}$	Diodo do circuito grampeador
$d_1-d_5$	Razões cíclicas do conversor <i>forward double-ended</i>
$d_{1DAB}, d_{2DAB}$	Razões cíclicas do conversor DAB com PTRM
$d_{DAB}$	Parâmetro do conversor DAB que relaciona tensões
$d_{act}$	Razão cíclica do interruptor do circuito grampeador ativo
$d_b$	Razão cíclica do conversor <i>boost</i>
$d_{ef}$	Razão cíclica efetiva do conversor <i>full-bridge</i>

$d_{fb}$	Razão cíclica dos interruptores do conversor <i>full-bridge</i>
$d_r$	Taxa de descarga de tensão
$E$	Energia a ser injetada pelo sistema de suporte
$ESR_{bat}$	Resistência interna da bateria
$ESR_{sup}$	Resistência interna do supercapacitor
$f_b$	Frequência de comutação do conversor <i>boost</i>
$f_{bid}$	Frequência de comutação do conversor bidirecional
$f_{fb}$	Frequência de comutação do conversor <i>full-bridge</i>
$f_{s\_act}$	Frequência de comutação do interruptor do circuito grampeador ativo
$f_s$	Frequência de comutação
$I_1-I_3$	Corrente em cada ramo do circuito
$I_{Lm}$	Corrente magnetizante
$I_b$	Corrente no indutor do conversor <i>boost</i>
$I_{bat}$	Corrente na bateria
$I_{bus}$	Corrente no barramento CC
$I_{in}$	Corrente de entrada
$I_{fb}$	Corrente de saída do conversor <i>forward double-ended</i>
$I_{ond1}$	Percentual da ondulação de corrente no indutor do conversor <i>boost</i>
$I_{ond2}$	Percentual da ondulação de corrente no indutor do barramento CC
$I_{out}$	Corrente de saída
$i_{Dcl}$	Corrente no diodo do circuito grampeador
$i_{L1}$	Corrente no indutor de saída do conversor <i>full-bridge</i>
$i_{Lac}$	Corrente no indutor do circuito grampeador ativo
$i_{Lb}$	Corrente no indutor do conversor <i>boost</i>
$i_{Ld1}$	Corrente na indutância de dispersão do primário
$i_{Ld3}$	Corrente na indutância de dispersão do terciário
$i_{Lm}$	Corrente na indutância magnetizante
$-i_{Sw1}, -i_{Sw2}$	Corrente nos diodos em antiparalelo com os interruptores $S_{w1}$ e $S_{w2}$
$i_{Sw5}$	Corrente no interruptor do conversor <i>forward double-ended</i>
$i_{Sw5c}$	Corrente no capacitor intrínseco do interruptor $S_{w5}$
$i_{bus}$	Corrente no barramento CC
$i_{fb}$	Corrente no conversor <i>full-bridge</i>
$i_{in}$	Corrente de entrada

$i_{out}$	Corrente de saída
$i_{prim}$	Corrente no enrolamento primário
$K$	Parâmetro do ganho estático do conversor <i>buck</i> em condução descontínua
$L_1$	Indutor de saída do conversor <i>full-bridge</i>
$L_{CS1}, L_{CS2}$	Indutâncias para proporcionar comutação suave
$L_{DAB}$	Indutância de dispersão do conversor DAB
$L_{FC}$	Indutância do conversor <i>half-bridge</i> da célula combustível
$L_{SC}$	Indutância do conversor <i>half-bridge</i> do supercapacitor
$L_{ZVS}$	Indutância de dispersão total ( $L_r+L_{fb}$ )
$L_{ac}$	Indutor do grampeador ativo regenerativo
$L_b$	Indutor do conversor <i>boost</i>
$L_{bid}$	Indutor do conversor bidirecional
$L_d$	Indutância de dispersão total do enrolamento primário no modo de carga
$L_{d1}$	Indutância de dispersão do enrolamento primário
$L_{d2}$	Indutância de dispersão do enrolamento secundário
$L_{d3}$	Indutância de dispersão do enrolamento terciário
$L_{d12}$	Indutância de dispersão do enrolamento secundário referida ao primário
$L_{d13}$	Indutância de dispersão do enrolamento terciário referida ao primário
$L_{fb}$	Indutância externa inserida no primário do conversor <i>full-bridge</i>
$L_{for}$	Indutância da topologia do conversor <i>forward</i> clássico
$L_{gr}$	Indutância do circuito grampeador de entrada do conversor DAB
$L_{in}$	Indutância de dispersão do transformador
$L_m$	Indutância magnetizante
$L_{out}$	Indutância de saída
$L_r$	Indutância de dispersão total do enrolamento primário no modo de descarga
$L_{sat}$	Indutância de saturação
$L_{sec}$	Indutância externa inserida no secundário do conversor <i>full-bridge</i>
$N_{SC}$	Número total de supercapacitores
$N_e$	Número de supercapacitores considerando o requisito de energia
$N_v$	Número de supercapacitores considerando o requisito de tensão mínima
$n$	Relação de transformação entre o terciário e o primário
$n_1$	Número de espiras do enrolamento primário
$n_2$	Número de espiras do enrolamento secundário

$n_3$	Número de espiras do enrolamento terciário
$n_D$	Relação de transformação no conversor DAB ( $n_2/n_1$ )
$P(t)$	Potência instantânea
$P_{ZVS}$	Mínima potência para a qual comutações do tipo ZVS são garantidas
$P_{ac}$	Potência desviada para o circuito grampeador ativo regenerativo
$P_{bat}$	Potência média da bateria
$P_{ch}$	Potência de carga
$P_{disch}$	Máxima potência de descarga
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{out}$	Potência de saída
$P_{pd}$	Potência dissipada no circuito grampeador passivo dissipativo
$P_{pr}$	Potência dissipada no circuito grampeador passivo regenerativo
$R$	Resistência de carga
$R_{pd}$	Resistor do circuito grampeador passivo dissipativo
$R_{pr}$	Resistor do circuito grampeador passivo regenerativo
$S_b$	Interruptor do conversor <i>boost</i>
$S_{bid1}, S_{bid2}$	Interruptores do conversor bidirecional
$S_{w1}-S_{w12}$	Interruptores
$T_{SC}$	Tempo de atuação do banco de supercapacitores
$T_b$	Período de comutação do conversor <i>boost</i>
$T_s$	Período de comutação
$T_{s\_act}$	Período de comutação do interruptor do circuito grampeador ativo
$t$	Tempo
$t_0-t_7$	Intervalo das etapas de operação
$t_{bat}$	Tempo de autonomia do banco de baterias
$t_{ch}$	Tempo de carga dos supercapacitores
$V_{ARM}$	Tensão do elemento de armazenamento (fluxograma)
$V_{ARM\_máx}$	Tensão máxima do elemento de armazenamento (fluxograma)
$V_{ARM\_mín}$	Tensão mínima do elemento de armazenamento (fluxograma)
$V_{BARR}$	Tensão do barramento CC (fluxograma)
$V_{BARR\_mín}$	Tensão mínima do barramento CC (fluxograma)
$V_{FC}$	Tensão da <i>fuel cell</i>
$V_{SC}$	Tensão do supercapacitor

$V_{Sw5\_m\acute{a}x}$	Máxima tensão do interruptor do conversor <i>forward double-ended</i>
$V_{bat}$	Fonte de tensão ideal da bateria
$V_{bus}$	Tensão no barramento CC
$V_{charg}$	Tensão de carga do elemento de armazenamento de energia
$V_{cl}$	Tensão do circuito grampeador
$V_{fb}$	Tensão no conversor <i>full-bridge</i>
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_{max}$	Máxima tensão de cada unidade de supercapacitor
$V_{out}$	Tensão de saída
$V_{sto}$	Tensão nominal do elemento de armazenamento de energia
$V_{sto\_min}$	Mínima tensão do elemento de armazenamento de energia
$V_{sup}$	Fonte de tensão ideal do supercapacitor
$v_{Cac}$	Tensão sobre o capacitor do circuito grampeador ativo
$v_{Dcl}$	Tensão sobre o diodo do circuito grampeador
$v_{Ld1}$	Tensão sobre a indutância de dispersão do primário
$v_{Ld3}$	Tensão sobre a indutância de dispersão do terciário
$v_{Lm}$	Tensão sobre a indutância magnetizante
$v_{Sb}$	Tensão sobre o interruptor do conversor <i>boost</i>
$v_{Sw3}$	Tensão sobre o interruptor (diodo) $S_{w3}$
$v_{Sw4}$	Tensão sobre o interruptor (diodo) $S_{w4}$
$v_{Sw4g}$	Tensão de acionamento do interruptor $S_{w4}$
$v_{Sw5}$	Tensão sobre o interruptor $S_{w5}$
$v_{Sw5g}$	Tensão de acionamento do interruptor $S_{w5}$
$v_{Sw6}$	Tensão sobre o interruptor $S_{w6}$
$v_p$	Tensão do enrolamento primário
$v_s$	Tensão do enrolamento secundário

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>7</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>13</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....</b>	<b>14</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	<b>16</b>
<b>SUMÁRIO.....</b>	<b>21</b>
<b>Capítulo 1 Introdução.....</b>	<b>25</b>
1.1 Geração e consumo de energia elétrica.....	25
1.2 Geração distribuída.....	28
1.3 Microrredes.....	29
1.3.1 Barramentos de interconexão.....	31
1.3.2 Microrredes residenciais.....	34
1.4 Veículos híbridos.....	34
1.4.1 PHEVs em microrredes.....	35
1.4.2 PHEVs em microrredes residenciais.....	36
1.5 Microrrede estudada e sistema de armazenamento de energia.....	37
1.6 Objetivos e contribuições da Tese.....	41
1.7 Organização da Tese.....	42
<b>Capítulo 2 Revisão bibliográfica.....</b>	<b>44</b>
2.1 Introdução.....	44
2.2 Revisão de conversores CC-CC bidirecionais.....	44
2.3 Conversor <i>dual active bridge</i> (DAB).....	53
2.3.1 Modulação <i>phase-shift</i> (PSM) tradicional.....	55
2.3.2 Modulação triangular modificada (PTRM).....	57
2.3.3 Conversor DAB com conversor bidirecional de entrada.....	58
2.4 Conclusão.....	60
<b>Capítulo 3 Novo conversor CC-CC integrado <i>full-bridge-forward</i>.....</b>	<b>61</b>
3.1 Introdução.....	61
3.2 Estrutura do conversor CC-CC integrado <i>full-bridge-forward</i> proposto.....	61
3.2.1 Eliminação de dispositivos através do processo de integração.....	66
3.3 Modo de descarga: conversor <i>full-bridge</i> .....	66
3.4 Conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador passivo dissipativo.....	68
3.4.1 Princípio de operação.....	69

3.4.2 Formas de onda.....	73
3.4.3 Desvio da corrente magnetizante.....	75
3.5 Conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador passivo regenerativo.....	78
3.6 Conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador ativo regenerativo.....	79
3.6.1 Princípio de operação .....	80
3.6.2 Formas de onda.....	86
3.7 Inserção do conversor bidirecional ou conversor <i>boost</i> .....	88
3.8 Conclusão .....	89
<b>Capítulo 4 Metodologia de projeto e análise.....</b>	<b>91</b>
4.1 Introdução.....	91
4.2 Metodologia de projeto.....	91
4.2.1 Projeto do transformador .....	92
4.2.2 Projeto da faixa de operação do conversor <i>full-bridge</i> com comutações ZVS .....	95
4.2.3 Fatores que afetam o desvio da corrente magnetizante .....	96
4.2.4 Projeto do circuito grampeador passivo dissipativo .....	101
4.2.5 Projeto do circuito grampeador passivo regenerativo .....	104
4.2.6 Projeto do circuito grampeador ativo regenerativo .....	105
4.2.7 Projeto do indutor do conversor <i>boost</i> .....	107
4.2.8 Projeto do indutor do conversor <i>full-bridge</i> .....	108
4.3 Exemplo de projeto.....	109
4.4 Modelagem estática do conversor <i>forward double-ended</i> integrado.....	117
4.5 Comparação entre o conversor proposto e o conversor DAB .....	121
4.6 Conclusão .....	123
<b>Capítulo 5 Resultados experimentais.....</b>	<b>125</b>
5.1 Introdução.....	125
5.2 Conversor CC-CC integrado <i>full-bridge-forward</i> proposto .....	126
5.2.1 Modo de carga: conversor <i>forward double-ended</i> .....	127
5.2.1.1 Conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador passivo dissipativo .....	127
5.2.1.2 Conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador passivo regenerativo.....	133
5.2.1.3 Conversor <i>forward double-ended</i> com grampeador ativo regenerativo.....	134
5.2.1.4 Comparação de rendimento dos grampeadores do conversor <i>forward double-ended</i> .....	135
5.2.2 Modo de descarga: conversor <i>full-bridge</i> .....	137
5.2.3 Conversor <i>boost</i> de entrada .....	140

5.2.4 Conversor proposto completo no modo de descarga.....	142
5.3 Conversor DAB.....	144
5.3.1 Conversor DAB operando no modo de descarga.....	144
5.3.2 Conversor DAB operando no modo de carga.....	150
5.4 Conclusão.....	151
<b>Capítulo 6 Conclusões gerais.....</b>	<b>154</b>
6.1 Sugestões para a continuidade do trabalho.....	156
6.2 Publicações relacionadas ao assunto da Tese.....	157
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>158</b>
<b>Apêndice A Elementos de armazenamento de energia.....</b>	<b>166</b>
A.1 Introdução.....	166
A.2 Baterias.....	166
A.3 Supercapacitores.....	167
A.4 <i>Flywheels</i> .....	170
A.5 Comparação entre os elementos de armazenamento de energia.....	171
<b>Apêndice B Exemplos de sistemas de microrredes.....</b>	<b>173</b>
B.1 Introdução.....	173
B.2 Exemplos de sistemas de microrredes.....	173
<b>Apêndice C Microrrede residencial estudada.....</b>	<b>179</b>
C.1 Introdução.....	179
C.2 Modos de operação.....	179
C.2.1 Fluxograma de operação.....	179
C.3 Níveis de tensão e potência.....	183
C.4 Definição dos conversores.....	186
C.4.1 Conversor de conexão entre os barramentos CC e CA.....	186
C.4.2 Conversores conectados ao barramento CC.....	187
C.5 Projeto dos elementos de armazenamento de energia.....	188
C.5.1 Projeto do sistema de armazenamento para o regime transitório.....	188
C.5.2 Projeto do sistema de armazenamento para o regime permanente.....	190
C.5.3 Análise do sistema de armazenamento.....	191
C.5.4 Tempo de carga dos elementos de armazenamento.....	192
C.6 Conclusão.....	193
<b>Apêndice D Métodos de controle do sistema supervisorio.....</b>	<b>194</b>
D.1 Introdução.....	194



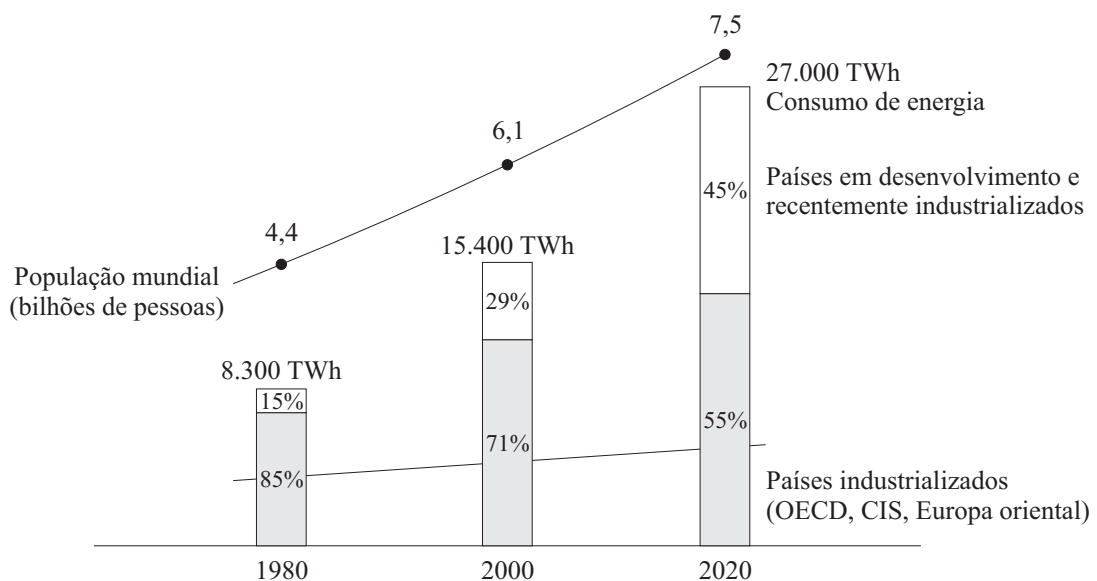
D.2 Método <i>droop</i> .....	195
D.2.1 Método <i>droop</i> com conversores de potências diferentes.....	199
D.3 Método mestre-escravo.....	200
D.4 Resultados de simulação.....	203
D.5 Conclusão .....	208
<b>Apêndice E Equacionamento do conversor <i>forward double-ended</i> .....</b>	<b>209</b>
E.1 Introdução .....	209
E.2 Equacionamento do conversor .....	209

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Geração e consumo de energia elétrica

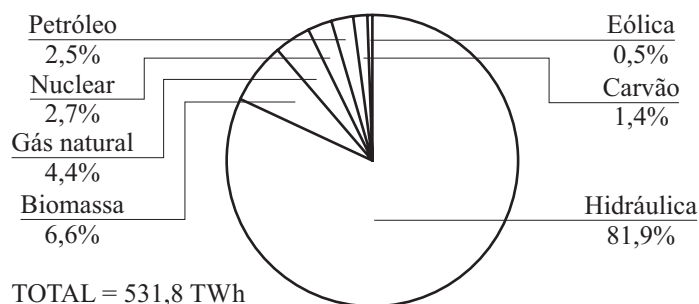
O consumo de energia elétrica tanto em escala local quanto global vem aumentando consideravelmente na atualidade. O aumento populacional e da qualidade de vida das pessoas têm influência direta para este fato. Portanto, a geração de energia elétrica em quantidades cada vez maiores torna-se necessária. A Figura 1.1 mostra a evolução da população mundial e do consumo de energia entre 1980 e 2020 (estimativa).



**Figura 1.1 – Evolução da população e do consumo de energia mundiais.**

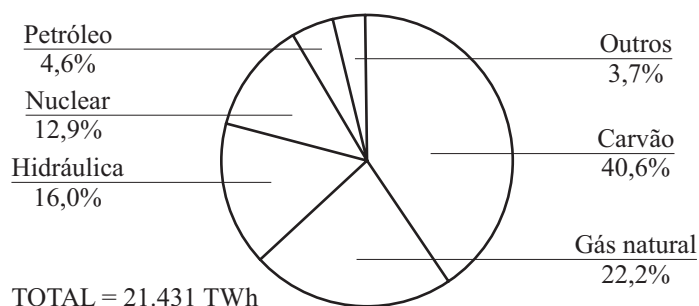
Fonte: *Siemens Power Generation.*

Para suprir esta demanda crescente de energia elétrica diversas fontes primárias de geração são utilizadas. A estrutura da oferta de energia elétrica segundo a natureza da fonte primária de geração do Brasil e do mundo difere consideravelmente, como apresentado na sequência. A Figura 1.2 mostra o panorama do sistema de geração no Brasil em 2011, enquanto que a Figura 1.3 mostra o panorama do sistema de geração no mundo em 2010.



**Figura 1.2 – Estrutura da oferta segundo a natureza da fonte primária de geração - Brasil 2011.**

Fonte: Balanço energético nacional (BEN) 2012, relativo ao ano 2011.



**Figura 1.3 – Estrutura da oferta segundo a natureza da fonte primária de geração - Mundo 2010.**

Fonte: *International Energy Agency (IEA)* 2012, relativo ao ano 2010.

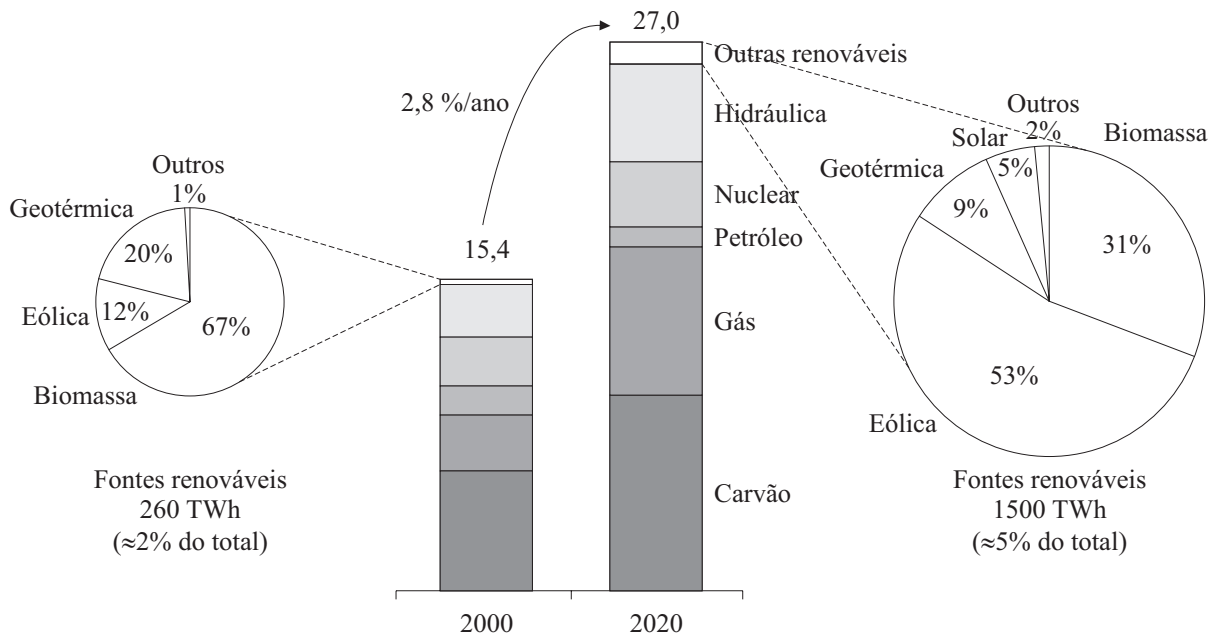
Observa-se que a matriz energética mundial é representada em grande parte (67,4 %) pela geração de energia através de combustíveis fósseis (carvão, gás natural e petróleo). Esta geração de energia provoca diversos problemas ambientais, tais como poluição em virtude da emissão de gases nocivos aos seres vivos. De acordo com [1], o setor de geração de energia elétrica e calor é responsável por 41 % da emissão de gás carbônico (CO<sub>2</sub>) global. A emissão de gases nocivos leva também a outro grave problema, conhecido por aquecimento global. Este possui um grande impacto sobre o meio-ambiente e seres vivos, pois provoca uma série de eventos climáticos, como o derretimento de geleiras, causando elevação do nível dos oceanos, formação de tornados, entre outros. O aquecimento global também contribui para o aumento do consumo de energia elétrica, demandando maior geração.

Além dos problemas causados pela geração de energia através de combustíveis fósseis, a tendência é de haver diminuição neste tipo de geração no futuro, uma vez que as matérias-primas estão se tornando cada vez mais escassas devido ao esgotamento de suas reservas.

Portanto, devido ao aumento da demanda de energia, redução na disponibilidade das matérias-primas usadas para geração de grande parte da energia elétrica atualmente e problemas causados em virtude da geração através de combustíveis fósseis, outras alternativas para produção de energia elétrica de maneira renovável e menos poluente vêm recebendo

maior atenção, uma vez que podem ser elementos fundamentais na solução ou amenização dos problemas comentados anteriormente.

Dentre as energias renováveis, pode-se citar a energia eólica, solar, biomassa, marés, hidrelétrica, células combustíveis, entre outras. A Figura 1.4 mostra a evolução da produção destes tipos de energia e uma projeção para o futuro. A Tabela 1-1 mostra os valores da geração de energia para as principais fontes primárias de geração, obtidos da Figura 1.4.



**Figura 1.4 – Estimativa da produção de energia anual, em 1000 TWh.**

Fonte: Siemens Power Generation.

**Tabela 1-1 - Geração de energia elétrica para as principais fontes primárias de geração.**

Fonte de geração	Ano 2000		Ano 2020	
	PWh	%	PWh	%
Carvão	5,93	38,51	9,55	35,37
Gás	2,76	17,92	7,20	26,67
Hidráulica	2,59	16,82	4,74	17,55
Nuclear	2,43	15,78	3,07	11,37
Petróleo	1,43	9,28	0,94	3,48
Outras renováveis	0,26	1,69	1,50	5,56
TOTAL	15,40	100	27,00	100

Observa-se que as fontes renováveis irão apresentar um aumento absoluto de quase seis vezes na sua parcela da energia produzida mundialmente. Uma maneira de geração de energia através destas fontes ocorre com a construção de grandes usinas geradoras como, por

exemplo, usinas de energia solar, hidráulicas e parques de energia eólica. Outra maneira de geração é através de sistemas descentralizados, como os sistemas de geração residenciais muito difundidos em países da Europa (Alemanha, Espanha, Inglaterra, entre outros), Estados Unidos e Japão. Os governos destes países incentivam e fornecem subsídios, com o intuito de aumentar a geração de energia com fontes renováveis, uma vez que um dos grandes empecilhos destas fontes reside no seu custo de geração, o qual ainda é bastante elevado. Entretanto, com o aumento da produção e popularização, a tendência é de redução do custo, a qual já vem sendo observada.

## 1.2 Geração distribuída

Tecnologias de geração distribuída (GD) estão ganhando interesse devido a benefícios potenciais como alta confiabilidade, fonte de energia de boa qualidade, baixo impacto ambiental e redução do custo da energia [2]-[3].

De acordo com [2], a geração distribuída consiste no uso de geradores com potência variando de 10 kW até 10 MW distribuídos ao longo do sistema de energia interagindo com a rede ou provendo energia para locais (cargas) isolados. Por outro lado, uma regulamentação brasileira [3] define a minigeração e a microgeração distribuída incentivada como toda central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 1 MW e que utilize fonte incentivada de energia conectada diretamente na rede da distribuidora (somente para a minigeração), ou através de instalações de consumidores (para ambas), podendo operar em paralelo ou de forma isolada. Tecnologias de GD podem ser renováveis ou não renováveis. Como exemplo, pode-se citar fontes de energia eólica, fotovoltaica, geotérmica, marés, motores de combustão interna ou de ciclo combinado, células combustíveis, entre outros.

Usuários rurais, isolados ou distantes das cidades estão entre os mais apropriados para o uso de unidades de GD devido ao excessivo investimento que seria necessário para conectar um local distante ao sistema público de energia, além de proporcionar redução das perdas de energia ao longo da transmissão e distribuição, resultando em uma maior eficiência do sistema. Para esses usuários, a GD é mais econômica do que o sistema de geração central longe dos locais de maior consumo somado aos sistemas de transmissão e distribuição.

Além disso, os seguintes benefícios são associados a fontes de GD [2]:

- Emissões de gases reduzidas ou ausentes: fontes de GD que utilizam recursos renováveis são inerentemente livres de emissões;

- Modularidade: o capital investido na construção de grandes usinas pode produzir milhares de unidades de geração, que são capazes de penetrar em mercados nos quais a geração em larga escala não consegue atingir;
- Eficiência: tecnologias de GD geralmente usam suprimentos locais, elevando a eficiência global do sistema, reduzindo as perdas por transporte da matéria-prima. Elevada eficiência energética diminui o custo da energia e as emissões de gases de efeito estufa;
- Segurança: esta característica considera questões de confiabilidade e qualidade de energia. Sistemas de GD proporcionam redundância inerente. Quando o gerador local falha, a capacidade reserva dos recursos remanescentes pode proporcionar energia instantaneamente;
- Gerenciamento de carga: esta característica implica em modificar o perfil da carga através das técnicas de grampeamento do pico da carga (*peak-load clipping*), preenchimento de vale (*valley filling*), deslocamento de carga (*load shifting*), redução de carga, entre outras.

Módulos de GD podem ser adicionados em pequenas parcelas de acordo com a demanda. Além disso, unidades pequenas resultam em curtos tempos de instalação e risco reduzido de aquisição de uma tecnologia que poderá se tornar obsoleta [3].

Entretanto, o uso indiscriminado de geradores distribuídos individuais pode causar mais problemas do que solucionar [4]. Como exemplos pode-se citar dificuldade de conexão diretamente com o sistema de energia devido a sua natureza variável e intermitente, variação da tensão da linha na qual as fontes são conectadas e problemas no sistema de proteção. Devido à geração de energia de maneira intermitente, esta deve ser armazenada para uso em momentos em que há demanda. Se somente uma fonte renovável de energia é utilizada, o sistema de potência torna-se simples, sendo que neste caso a fonte pode ser conectada a um sistema de armazenamento para entregar eletricidade para uso isolado ou conectada à rede (desta maneira a rede atua como elemento de armazenamento). Entretanto, se múltiplas fontes renováveis de energia são utilizadas, o sistema de potência pode se tornar complexo.

### 1.3 Microrredes

Uma melhor maneira de utilizar o potencial emergente da geração distribuída é através de uma abordagem do sistema de maneira que as unidades de geração e cargas associadas sejam vistas como um subsistema ou microrrede. Esta abordagem vem ganhando destaque e crescendo atualmente, tanto em interesse quanto em número de aplicações.

As microrredes englobam um conjunto de cargas, fontes renováveis ou não renováveis de energia e elementos de armazenamento de energia operando como um único sistema

controlável, capaz de fornecer energia para uma área local. Elas também são constituídas por um barramento onde esses elementos são conectados, geralmente através de conversores estáticos de potência, os quais são frequentemente ligados em paralelo. Outros tipos de energia, como térmica e cinética, além da energia elétrica, podem estar envolvidos.

A capacidade de geração varia desde sistemas de pequeno porte como residências individuais, até sistemas de maior capacidade, como bairros e pequenas cidades. De acordo com a maneira de atuação das microrredes, elas podem funcionar tanto interligadas à rede de energia, quanto isoladas da rede de energia (operação chamada de modo ilhado).

Uma das vantagens das microrredes é o fato das fontes de energia e o sistema como um todo aumentarem a confiabilidade do fornecimento de energia para as cargas conectadas [5]. Isso ocorre devido à existência de várias fontes geradoras e de diferentes elementos de armazenamento de energia. Uma pesquisa a respeito dos elementos de armazenamento de energia mais comumente utilizados em sistemas de microrredes é apresentada no apêndice A.

Outra vantagem das microrredes é o potencial para produção de energia limpa e renovável, evitando o aumento de emissão de gases poluentes e contribuindo para o crescimento da oferta de energia elétrica no mundo.

Além disso, durante distúrbios ou quando a qualidade da energia fornecida pela rede decresce abaixo de um nível especificado, a microrrede pode se desconectar intencionalmente do sistema de distribuição, isolando-se do mesmo [6]. Neste caso, a isolação intencional da microrrede tem o potencial de proporcionar confiabilidade local maior do que a proporcionada pelo sistema de distribuição de energia como um todo.

Conceitualmente, a microrrede ilhada é como uma versão em menor escala do sistema de energia, e grande parte dos requisitos técnicos são os mesmos. Para fornecer energia confiável e de boa qualidade, a microrrede deve ter mecanismos para regular tensão e frequência em resposta a mudanças de carga e distúrbios. A microrrede conectada à rede da concessionária de energia deve ser projetada e operada como se fosse uma carga ou gerador de comportamento previsível no ponto de conexão. Este arranjo proporciona diversas vantagens:

- Os proprietários das fontes de GD podem operar a geração de maneira mais econômica sendo capazes de exportar ou importar energia para a microrrede;
- Consumidores podem ter serviço de fornecimento contínuo (possivelmente em nível reduzido) quando a conexão com a rede principal é perdida;
- O sistema de operação da rede pode ser capaz de depender da microrrede para suprir consumidores de maneira que a infraestrutura do sistema não precise ser expandida para se

adequar à demanda total, ou seja, a microrrede pode ser controlada de maneira a elevar a confiabilidade da rede principal.

A Eletrônica de Potência desempenha um papel importante em adequar as características das unidades de geração de energia e os requisitos de conexão à rede (incluindo frequência, tensão, controle de potências ativa e reativa e a minimização de harmônicos), além de garantir o funcionamento adequado da microrrede, uma vez que a conexão entre os barramentos e as cargas ou fontes de energia são realizadas pelos conversores estáticos de potência, como mostrado em [7].

Regulamentações nacionais como o Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) [8] e normas internacionais como a IEEE 1547 [9] e a IEEE 1547-2 [10], regulamentam as microrredes com relação à conexão com o sistema de fornecimento de energia elétrica. Algumas regulamentações são discutidas em [11] como, por exemplo, quanto à distorção da corrente da rede (harmônicos) devido a cargas não lineares na microrrede, segundo a norma IEEE 1547, uma THD máxima de 5 % é permitida. Estas normas estabelecem, entre outros, requisitos de regulação de tensão, sincronização, monitoramento e isolamento. Questões de proteção contra interferência eletromagnética e suporte a surtos também são discutidas. Tempos de seccionamento para diferentes distúrbios de tensão e de frequência (dependente da potência do sistema) são estabelecidos. Requisitos para reconexão ao sistema local e limitações de injeção de corrente CC, cintilação induzida pela unidade de geração e harmônicos de corrente também são apresentados.

Para realizar a conexão das fontes distribuídas de energia, dos elementos de armazenamento de energia e dos vários tipos de carga dentro de uma microrrede é necessária a utilização de algum barramento de interconexão, os quais são abordados na sequência.

### **1.3.1 Barramentos de interconexão**

Basicamente, existem três configurações de barramentos utilizados em microrredes, sendo que cada uma apresenta suas vantagens e desvantagens. Os tipos de barramentos são:

- Barramento de interconexão CC;
- Barramento de interconexão CA;
- Barramento de interconexão CA de alta frequência (HFAC).

Diferentes aspectos devem ser avaliados antes de selecionar a melhor opção para uma aplicação específica, tais como os tipos de fontes de energia disponíveis na microrrede, a distância entre as fontes e as cargas, os requisitos de conexão com a rede de energia, o nível



desejado de confiabilidade, entre outros. Além disso, outros objetivos adicionais para funções avançadas, como filtragem ativa, coordenação do fluxo de potência ou fonte ininterrupta de energia também devem ser levados em consideração.

O tipo mais simples de integração de elementos em uma microrrede é através de uma conexão CC onde um barramento CC comum é usado para conectar as fontes de GD e dispositivos de armazenamento através de conversores estáticos apropriados. As fontes CC como células fotovoltaicas e células combustíveis podem injetar energia diretamente no barramento CC da microrrede. As fontes CA podem ser conectadas no barramento CC da microrrede através de conversores CA-CC sem levar em consideração a defasagem de tensão.

A saída de cada conversor, controlada para gerar o mesmo valor de tensão, é conectada em paralelo, gerando um barramento de integração CC. Sem requisitos de controle de frequência e defasagem (sincronismo), o sistema CC apresenta as vantagens de baixas perdas devidas à energia reativa, alta eficiência e alta confiabilidade comparado ao sistema CA [12]. O sistema CC pode fornecer energia para equipamentos eletrônicos diretamente e, portanto, perdas causadas pela conversão CA para CC podem ser eliminadas [13].

Este tipo de sistema apresenta como vantagens alta confiabilidade (fontes em paralelo e controle mais simples), baixas perdas de distribuição e transmissão, baixo custo, possibilidade de operar em redes de grande comprimento (principalmente de alta tensão) e dispensa uso de transformador, acarretando diminuição de volume e custo. Entretanto, apresenta como desvantagens inexistência de isolamento galvânica (a não ser que sejam empregados transformadores eletrônicos), necessidade da presença de capacitores eletrolíticos no barramento CC, alta corrosão de eletrodos, maior dificuldade de proteção e necessidade de compatibilidade de níveis de tensão no barramento, de maneira a evitar circulação de corrente entre as fontes. Portanto, este tipo de sistema é mais apropriado para aplicações nas quais as fontes renováveis apresentam saída CC ou para aplicações nas quais há a necessidade de utilização de uma rede de grande comprimento.

Um dos motivos do custo reduzido é que cabos CC podem custar menos do que cabos CA da mesma faixa de potência, pois eles necessitam menor isolamento elétrica, sofrem menos perdas resistivas e não apresentam perdas dielétricas [14].

Um barramento CA de frequência igual a 60 Hz é outra possibilidade para a integração de fontes de GD. Uma escolha adequada de conversores deve ser feita para converter a saída das fontes para a tensão CA de 60 Hz. Este barramento, que pode ser monofásico ou trifásico, pode ser a rede de energia ou um barramento independente para alimentar cargas locais. Neste caso, outro conversor é necessário para conectar o barramento independente à rede de energia.

Este tipo de sistema apresenta como vantagens a fácil obtenção de múltiplos de níveis de tensão (transformador com *taps*), o baixo custo de capital e a possibilidade de isolamento galvânica. Entretanto, apresenta como desvantagens grandes volume e peso (devido aos transformadores de 50 a 60 Hz para realizar a isolamento galvânica), rigorosos requisitos de sincronismo (nível, frequência e fase da tensão), necessidade de correção de fator de potência, desafios de distorção harmônica, problema de circulação de corrente entre as fontes e necessidade de operação com comprimento de rede reduzido quando comparado ao barramento CC (indutâncias e capacitâncias parasitas e os efeitos *skin* e de proximidade causam perdas excessivas em linhas longas). Portanto, este tipo de sistema é mais apropriado para aplicações nas quais as fontes renováveis apresentam saída CA ou aplicações nas quais há a necessidade de isolamento galvânica.

Outra alternativa é o sistema de barramento CA de alta frequência. A grande vantagem deste sistema é o seu tamanho reduzido e alta densidade de potência. A escolha de frequência é muito importante para a microrrede, uma vez que a alta frequência causa maiores perdas de potência e quedas de tensão ao longo da linha, restringindo desta maneira o comprimento físico do sistema [15]. Nesta referência, é mostrado que frequências na faixa de 400 Hz até 1 kHz são adequadas para diversas aplicações residenciais, comerciais e industriais.

Além disso, para utilização ótima do barramento HFAC é importante realizar a compensação de energia reativa, harmônicos de corrente resultantes de cargas não lineares e distorções de tensão resultantes de não linearidades das fontes e/ou dos conversores [16]. Um condicionador unificado de qualidade de potência (UPQC), contendo filtros ativos série e paralelo, é uma solução de Eletrônica de Potência que pode desempenhar todas essas funções. Outra tarefa muito importante na microrrede é controlar o fluxo de potência. Um condicionador unificado de linha de potência (UPLC) também contendo filtros ativos série e paralelo é uma solução para controlar o fluxo de potência entre a microrrede e a rede de energia. Ambos UPQC e UPLC podem utilizar a teoria de potência instantânea (teoria p-q proposta em [17]) para calcular as quantidades de compensação que são sintetizadas usando inversores modulados por largura de pulso alimentados por tensão.

Este tipo de sistema apresenta como vantagens pequenos volume e peso, menores elementos passivos, isolamento galvânica com transformadores de alta frequência menores, fácil obtenção de múltiplos níveis de tensão (transformador com *taps*, menores e mais eficientes), conexão direta de motores e compressores de alta frequência e maior facilidade na filtragem de harmônicos de maior ordem (alta frequência). Entretanto, apresenta como desvantagens alto custo, aumento de quedas de tensão e perdas de potência na linha, complexidade de

projeto e de controle, requisitos de sincronização, preocupações com compatibilidade eletromagnética e problemas tecnológicos para distribuição e transmissão em altas frequências, levando à necessidade de operação com comprimento de rede reduzido. Portanto, este tipo de sistema é mais apropriado para aplicações nas quais a necessidade de menores volume e peso e alta densidade de potência é imperativa ou aplicações nas quais as fontes renováveis apresentam saída CA. Assim, esta configuração de barramento acaba por não ser apropriada para sistemas de potência disponíveis comercialmente e sim para aplicações nas quais o custo do sistema não é um fator determinante, como aplicações aeroespaciais.

### 1.3.2 Microrredes residenciais

Diversos sistemas de microrredes já foram propostos na literatura. Estes sistemas diferem com relação aos tipos de fonte de energia, barramento (os mais utilizados nestes sistemas são os barramentos CC e CA de 60 Hz), sistema de armazenamento de energia, topologia dos conversores, ou ainda com relação ao sistema de gerenciamento e aplicação da microrrede. Alguns exemplos de sistemas de microrredes são apresentados no apêndice B.

Sistemas de microrredes também vêm sendo utilizados em aplicações residenciais, como em [18], [19] e [20]. Como exemplo, em [19] e [20] é proposto um sistema de microrrede que suporta de 50 a 100 residências. Esta microrrede utiliza um barramento CC e cada casa possui um sistema de cogeração como *gas engine* ou célula combustível.

## 1.4 Veículos híbridos

Como mencionado anteriormente, o aumento da utilização das fontes renováveis de geração de energia elétrica vem contribuindo para o combate à poluição produzida por usinas que consomem combustíveis fósseis. Entretanto, outro setor demasiadamente poluente é o de transportes. Além disso, o alto consumo de petróleo e derivados neste setor também acelera a extinção de suas reservas. Portanto, alternativas em Eletrônica de Potência com o intuito de combater e reduzir estes impactos vêm sendo pesquisadas, desenvolvidas e colocadas em prática, contribuindo para uma menor dependência de combustíveis fósseis no setor de transportes. Exemplo disto é o crescimento da produção dos veículos elétricos (EV), veículos elétricos híbridos (HEV) e, mais recentemente, veículos elétricos híbridos *plug-in* (PHEV).

Um veículo movido à gasolina percorre algumas centenas de quilômetros antes de ser reabastecido, é reabastecido com rapidez e facilidade e seu funcionamento não fica limitado a

baixas velocidades, porém produz uma quantidade relativamente grande de poluição e, em geral, possui reduzida relação entre quilômetros rodados e consumo de combustível.

Os veículos elétricos (EV) são basicamente movidos por um motor elétrico ao invés de um motor à combustão. A alimentação do motor elétrico é feita por um conjunto de baterias recarregáveis. Estes veículos funcionam de maneira silenciosa, sem emissão de gases poluentes e podem ser recarregados em tomadas elétricas comuns. Entretanto, servem convenientemente para as necessidades dos condutores citadinos, uma vez que a sua autonomia é restrita a algumas dezenas de quilômetros e a recarga das baterias é lenta.

Os veículos elétricos híbridos (HEV) são um misto de veículos movidos à gasolina (nos quais o tanque de combustível fornece gasolina para um motor à combustão) e veículos elétricos (nos quais um conjunto de baterias fornece eletricidade para um motor elétrico). Estes veículos têm por objetivo reduzir significativamente o consumo de combustível e as emissões de um automóvel movido à gasolina, enquanto superam as deficiências de um automóvel elétrico (baixa autonomia, baixa velocidade e recargas lentas e frequentes).

Os veículos elétricos híbridos *plug-in* (PHEV) são automóveis elétricos híbridos cuja bateria pode ser recarregada em tomadas elétricas convencionais. Para curtas distâncias, podem ser utilizados como veículos 100 % elétricos, resultando em uma condução silenciosa e isenta de emissão de CO<sub>2</sub>. Para distâncias mais longas, podem ser utilizados como veículos elétricos híbridos convencionais, proporcionando baixas emissões e baixo consumo de combustível.

A tecnologia dos PHEVs é a forma mais prática de usar a eletricidade como fonte de energia, sendo esta incontornável para o futuro dos veículos ecológicos, uma vez que pode ser produzida a partir de fontes renováveis. O mérito dos PHEVs é que podem ser utilizados sem preocupações em relação à autonomia elétrica, pois podem ser alimentados por outras fontes de energia externas. O uso de eletricidade de uma fonte externa reduz drasticamente o consumo de combustível.

#### **1.4.1 PHEVs em microrredes**

De acordo com o exposto, observa-se que os EVs e PHEVs necessitam de energia elétrica para carregar suas baterias. Portanto, irão representar uma carga significativa para o sistema de energia elétrica. Com a estimativa do aumento da presença destes veículos em um futuro próximo, torna-se inevitável a necessidade do aumento na matriz de geração de energia elétrica.

Assim, uma alternativa lógica e viável é a utilização de fontes de energia não poluentes para a alimentação destes veículos. Desta maneira, diversos estudos cuja ideia central é focada na inserção destes tipos de veículos em sistemas de microrredes compostas por fontes de GD renováveis de impacto reduzido vêm sendo publicados.

Em [21], uma estação de carregamento municipal de veículos híbridos é proposta. Esta estação de carregamento é considerada uma microrrede, uma vez que possui como elementos integrantes fontes renováveis de energia (principalmente painéis fotovoltaicos), elementos de armazenamento de energia e cargas (próprios veículos híbridos) interconectados através de um barramento CC de 750 V. Esta estação também proporciona funcionalidades como carregamento normal e rápido, suporte à rede, como injeção de potência ativa e reativa, filtragem de correntes harmônicas e balanço de carga.

Em [22] é desenvolvido um sistema inteligente de gerenciamento de energia para uma estação de carregamento municipal de veículos híbridos. O sistema inteligentemente aloca energia aos carregadores de energia dos veículos através de monitoramento e controle em tempo real, minimizando o tempo de carga e melhorando a estabilidade da rede de energia.

#### **1.4.2 PHEVs em microrredes residenciais**

Como diversas vezes os PHEVs têm as suas baterias carregadas nas residências de seus proprietários, é conveniente que as microrredes residenciais sejam projetadas e estejam preparadas para suportar este tipo de carga. Alguns estudos já abordam este assunto, como se observa, por exemplo, nas seguintes referências.

Em [23] e [24], o projeto e a análise de um sistema fotovoltaico residencial conectado à rede contendo, além das cargas residenciais, um PHEV, são apresentados. Neste sistema, um banco de baterias compõe o sistema de armazenamento, conectado à matriz de painéis fotovoltaicos em paralelo. O conversor CC-CC bidirecional controla a tensão terminal do arranjo de painéis e gerencia o fluxo de potência entre o banco de baterias e a carga.

Em [25], o impacto do processo de carga de PHEVs em uma rede de distribuição residencial é abordado, sendo estudadas perdas de energia e variações de tensão. Sem a coordenação do carregamento, os veículos começam a ser carregados instantaneamente quando conectados ou após um atraso de tempo fixo, ocasionando problemas de demanda. Desta maneira, a coordenação de carregamento é proposta para minimizar as perdas de energia e maximizar o fator de carga da rede.

Os PHEVs ainda podem desempenhar outra importante função ao serem utilizados para fornecer energia para a rede pública (conceito *vehicle to grid* – V2G), como abordado em [21], [26]-[28]. Esta característica é importante, pois os veículos podem auxiliar no papel de fornecimento de energia durante o horário de pico de consumo, reduzindo a necessidade de investimentos em grandes usinas geradoras, como é feito atualmente. A energia fornecida para a rede é proveniente do banco de baterias dos PHEVs. Para isto é necessária a utilização de um conversor CC-CC e/ou conversor CC-CA externo ao veículo, caso este não esteja preparado para esta função.

Segundo Erb [26], em momentos de pico de demanda, usinas reservas devem ser acionadas e, em horários de baixa demanda, as usinas base não geram toda energia que poderiam gerar. Os PHEVs podem preencher o vale noturno na geração de energia, de maneira a nivelar a curva de demanda ao serem carregados nas residências.

De acordo com [27], mais de 40 % das usinas de energia dos Estados Unidos operam com carga reduzida à noite, e é durante esse período fora do horário de pico que a maioria dos PHEVs poderiam ser carregados. Estudos recentes mostram que se os PHEVs substituíssem metade de todos os veículos dos Estados Unidos até 2050, um aumento de apenas 8 % na geração de energia elétrica seria necessário.

Em [28], um conversor bidirecional é proposto para realizar três funções: carga do PHEV, transferência de energia do veículo para a rede (V2G) e transferência de energia do veículo para residências. Outras funções auxiliares que podem ser desempenhadas pelos PHEV são a estabilização da intermitência na geração de energia por fontes renováveis e o controle de energia reativa, quando estes estiverem ligados à rede.

## **1.5 Microrrede estudada e sistema de armazenamento de energia**

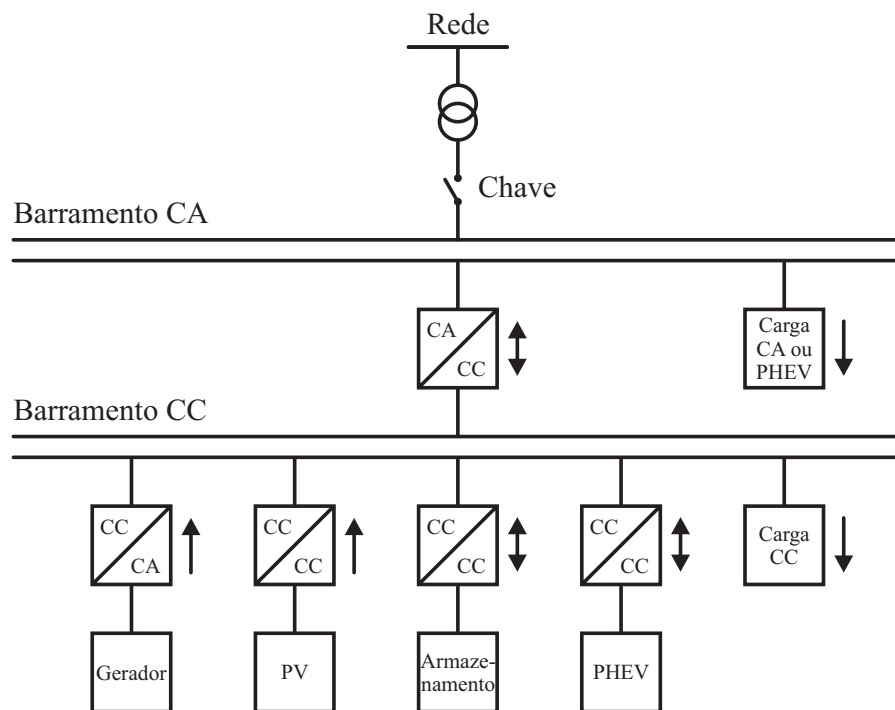
Diversos tipos de fontes de geração distribuída e elementos de armazenamento de energia podem ser empregados em sistemas de microrredes. Nesta Tese foi definida a utilização de dois tipos de fontes de GD, a saber: painéis de geração de energia fotovoltaica e gerador à combustão alimentado por biocombustível. Como elementos de armazenamento de energia são utilizados supercapacitores (para o fornecimento de energia de maneira rápida, porém em menor quantidade, durante transitórios) e baterias (para o fornecimento de energia em maior quantidade e por períodos mais longos de tempo). Também faz parte do sistema um PHEV. Além disso, o sistema de microrrede pode alimentar tanto cargas CC como cargas CA.

Outra característica do sistema é ser formado por dois barramentos, sendo um barramento CC principal de 400 V onde estão conectadas as fontes de GD, os elementos de armazenamento de energia e as cargas CC, e um barramento CA monofásico de 220 V onde estão conectadas as cargas CA e o sistema de interconexão com a rede pública de energia.

O PHEV pode ser conectado diretamente no barramento CA, atuando como uma carga CA, ou no barramento CC, sendo que neste caso ele é representado pelo seu banco de baterias, atuando como elemento de armazenamento, e necessita de um conversor CC-CC para a conexão. Portanto, ele pode consumir, armazenar ou fornecer energia.

Diversos conversores estáticos de potência são utilizados para fazer a conexão entre as fontes de GD, os elementos de armazenamento de energia e as cargas com os barramentos, além de um conversor responsável pela conexão entre os barramentos.

A Figura 1.5 ilustra a estrutura do sistema de microrrede estudado nesta Tese. As setas representadas ao lado de cada conversor estático indicam os possíveis sentidos do fluxo de potência. Maiores detalhes a respeito da microrrede estudada são apresentados no apêndice C, incluindo seus modos de operação, fluxograma de funcionamento, níveis de tensão e potência dos elementos, topologia dos conversores, e no apêndice D, abrangendo técnicas de compartilhamento de energia entre os conversores conectados em paralelo e simulações de alguns modos de operação do sistema.



**Figura 1.5 – Sistema de microrrede estudado.**

A escolha pela utilização de um barramento CC principal é que, além das vantagens já comentadas (baixo custo, simplicidade, indicado quando da predominância de fontes CC [21]), esta configuração também apresenta as seguintes vantagens: o sistema CC pode ser mais eficiente que o equivalente CA, pois a energia na forma CC está prontamente disponível para uso na maioria dos equipamentos eletrônicos [18]; no barramento CC, as cargas, fontes e elementos de armazenamento de energia podem ser conectados através de conversores estáticos de potência mais simples e eficientes [29]; e cada fonte de energia pode ser facilmente operada cooperativamente, pois elas devem controlar somente a tensão do barramento CC [30].

Dentro das microrredes, os sistemas de armazenamento de energia desempenham um papel extremamente importante, pois podem realizar diversas funções como, por exemplo, armazenar a energia excedente produzida pelas fontes e não consumida pelas cargas tanto no modo conectado à rede, quanto no modo ilhado, principalmente; fornecer energia para as cargas em eventos de falha na rede pública; fornecer energia para as cargas conjuntamente com as fontes renováveis em virtude da intermitência na sua geração de energia; entre outros.

Com relação ao sistema de armazenamento de energia da microrrede estudada, o banco de baterias desempenha papel de elemento de apoio (*back-up*) devido a sua alta densidade de energia, fornecendo energia quando as demais fontes não estiverem disponíveis. O banco de supercapacitores, por sua vez, desempenha papel de elemento de rápida descarga devido a sua alta densidade de potência, fornecendo energia para a microrrede durante o tempo de aquecimento do gerador à biocombustível. A densidade de energia representa a quantidade de energia capaz de ser armazenada por unidade de massa do elemento de armazenamento, enquanto que a densidade de potência representa o quão rápido esta energia pode ser entregue.

Uma característica dos supercapacitores é sua grande faixa de variação de tensão durante a operação. Sua tensão é máxima quando totalmente carregado e diminui consideravelmente à medida que a energia armazenada diminui, ao ser fornecida para as cargas demandantes. Desta maneira, um conversor de potência que apresente elevado ganho de tensão e alto rendimento, além de permitir fluxo bidirecional de potência para realizar os processos de carga e descarga dos elementos integrantes do sistema de armazenamento de energia é essencial para esta aplicação e, portanto, constitui o foco principal desta Tese de doutorado. O conversor também deve apresentar baixa ondulação de corrente para proporcionar elevada vida útil, principalmente para o banco de baterias.



Na microrrede residencial estudada, uma característica importante é a possibilidade de se utilizar o mesmo conversor CC-CC para ambos os elementos de armazenamento de energia (supercapacitores e baterias) incluindo um elemento seletor para escolher o elemento de armazenamento apropriado para cada situação, uma vez que eles não atuam ao mesmo tempo, segundo o sistema de gerenciamento adotado. O conversor deve, portanto, se adequar às exigências e níveis de potência e tensão de ambos os elementos de armazenamento.

Além disso, o conversor utilizado deve ser projetado para ambos os processos de carga e descarga do sistema de armazenamento de energia da microrrede. A potência máxima projetada para o processo de descarga é igual a 1,4 kW (alta potência durante transitórios), sendo fornecida pelo banco de supercapacitores. O processo de carga, por outro lado, não necessita obrigatoriamente ser realizado com o mesmo nível de potência do processo de descarga. Uma vez que o sistema de armazenamento em uma microrrede residencial é pouco solicitado, em virtude dos baixos índices de interrupção no fornecimento de energia elétrica por parte das concessionárias, há um grande período de tempo disponível entre duas atuações seguidas. Desta maneira, o processo de carga pode ter maior duração e, conseqüentemente, ser realizado com menores níveis de potência (10 % da potência do processo de descarga, por exemplo). Para ilustrar, a Figura 1.6 mostra um diagrama com os níveis de potência relacionados para a aplicação. Portanto, o conversor utilizado no sistema de armazenamento de energia deve levar em conta todas estas considerações.



**Figura 1.6 – Diagrama dos níveis de transferência de potência para a aplicação.**

A capacidade de regulação da tensão do barramento CC através da absorção de elevada quantidade de energia em caso de surtos de energia na microrrede decorrente, por exemplo, da desconexão de cargas do sistema operando no modo ilhado, não necessita ser realizada pelo conversor do elemento de armazenamento de energia. Este papel pode ficar a cargo do sistema de armazenamento do PHEV ou ser realizado através de um sistema de

*crowbar*, importante em situações como esta, possibilitando a realização do processo de carga do elemento de armazenamento de energia da microrrede (baterias e supercapacitores) com níveis reduzidos de potência.

O conversor *dual active bridge* (DAB), originalmente proposto em [31], é o conversor mais utilizado em aplicações bidirecionais de alta potência e elevado ganho de tensão, sendo constituído de dois conversores *full-bridge* conectados por um transformador de dois enrolamentos. Entretanto, apresenta desvantagens para a aplicação desejada como elevada ondulação nas correntes de entrada e saída, abreviando a vida útil do banco de baterias por exemplo, necessidade de elevada quantidade de dispositivos semicondutores ativos, entre outros. Este conversor é melhor explorado no próximo capítulo, juntamente com outros conversores utilizados na literatura. Como a aplicação desejada nesta Tese apresenta questões específicas, uma nova topologia de conversor apropriada para esta aplicação é proposta.

## 1.6 Objetivos e contribuições da Tese

Uma vez que a aplicação da Tese está voltada para os sistemas de microrredes residenciais, alguns aspectos pontuais destes sistemas foram estudados, com destaque para o conversor de potência responsável pela conexão do elemento de armazenamento de energia ao barramento CC, em razão da sua grande importância.

Desta maneira, a principal contribuição desta Tese consiste da proposta do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* isolado para aplicação no sistema de armazenamento de energia da microrrede residencial estudada, proporcionando grande aproveitamento da energia armazenada nos supercapacitores, longa vida útil para as baterias, bidirecionalidade no fluxo de potência e baixo número de interruptores. Este conversor é particularmente destinado para aplicações bidirecionais com níveis de potência distintos nos processo de carga e descarga.

Na sequência, outras contribuições importantes realizadas para se atingir a principal contribuição desta Tese são listadas:

- Estudo detalhado da topologia de conversor *forward double-ended* sem indutor de saída resultante do processo de integração, incluindo etapas de operação, equacionamento, estudo do desvio da corrente magnetizante e modelagem para obtenção do ganho estático;
- Estudo e utilização de três circuitos grampeadores possíveis de serem aplicados à topologia do conversor *forward double-ended*, sendo um dissipativo e dois regenerativos;
- Desenvolvimento de uma metodologia de projeto para o conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto;

- Obtenção de resultados experimentais para validar as análises teóricas e analisar o desempenho do conversor proposto, em ambos os modos de carga (incluindo três circuitos grampeadores) e descarga.

Por fim, outros objetivos importantes realizados nesta Tese são listados:

- Revisão e estudo de conversores CC-CC bidirecionais com elevado ganho de tensão aplicados a sistemas de armazenamento de energia, principalmente com supercapacitores;
- Realização de uma comparação envolvendo diversos parâmetros do conversor proposto com o conversor mais utilizado em aplicações similares, segundo análise da literatura;
- Obtenção de resultados experimentais do conversor mais utilizado em aplicações similares, realizando uma comparação de rendimento e implementação com o conversor proposto.

## 1.7 Organização da Tese

O capítulo 1 apresentou uma revisão sobre a tendência de crescimento da geração de energia de maneira renovável e com impacto reduzido sobre o meio ambiente, juntamente com os sistemas de geração distribuída, levando ao surgimento das microrredes. A estrutura da microrrede residencial estudada, detalhes do sistema de armazenamento de energia e do conversor de potência utilizado para sua conexão, que representa o principal foco da Tese, foram apresentados. Ao final, as contribuições da Tese de Doutorado foram listadas.

O capítulo 2 apresenta uma detalhada revisão bibliográfica de conversores CC-CC bidirecionais com elevado ganho de tensão aplicados a sistemas de armazenamento de energia encontrados na literatura. Além de analisar topologias variadas, atenção especial é dedicada ao conversor DAB, que é um conversor consolidado para aplicações de alta potência e alto ganho de tensão.

O capítulo 3 aborda o conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto nesta Tese, utilizado para conectar o sistema de armazenamento de energia ao barramento CC da microrrede residencial, sendo mostrados sua estrutura e modos de operação. Detalhes e características importantes do conversor *full-bridge*, responsável pelo modo de descarga do elemento de armazenamento de energia e do conversor *forward double-ended*, responsável pelo modo de carga são abordados. Para o modo de carga, três circuitos grampeadores são utilizados no conversor *forward double-ended*, dando origem a três topologias de conversores, que são estudadas em detalhes, incluindo análise das etapas de operação e formas de onda.

Ainda com relação à topologia do conversor proposto, o capítulo 4 aborda a metodologia de projeto do conversor, a modelagem estática do modo de carga do elemento de armazenamento realizado pelo conversor *forward double-ended* e uma análise comparativa do conversor proposto com o conversor DAB.

O capítulo 5 apresenta os resultados experimentais obtidos na Tese. Primeiramente são apresentados os resultados do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto, com os objetivos de validação da análise teórica realizada e análise do seu desempenho, incluindo os modos de carga (conversor *forward double-ended* com três circuitos grampeadores) e descarga (conversor *full-bridge* e conversor *boost* de entrada). Na sequência, são apresentados os resultados do conversor DAB, com o objetivo de se realizar uma análise comparativa com o conversor proposto, também incluindo os modos de carga e descarga. Formas de onda, gráficos de rendimento, gráficos de variação de parâmetros, entre outros, são apresentados para ambos os conversores.

O capítulo 6 apresenta as principais conclusões da Tese, sugestões para a continuidade do trabalho e as publicações obtidas referentes ao tema desta Tese de Doutorado.

Com relação ao apêndices, o apêndice A apresenta um estudo de elementos de armazenamento de energia utilizados em sistemas de microrredes, enquanto que o apêndice B apresenta exemplos de sistemas de microrrede diversos.

O apêndice C aborda o sistema de microrrede residencial adotado nesta Tese. A determinação dos modos de operação e o fluxograma de funcionamento proposto são apresentados. Este sistema de supervisão é baseado em variáveis como custo da geração de energia, maximização da geração de energia renovável disponível, desgaste da vida útil dos elementos integrantes, entre outros. É abordada ainda a determinação dos níveis de tensão e potência dos barramentos e dos conversores empregados, as topologias utilizadas e o projeto do sistema de armazenamento de energia.

Questões relativas ao sistema de gerenciamento de energia da microrrede são estudadas no apêndice D. Assuntos como métodos de compartilhamento de energia entre conversores conectados em paralelo, abrangendo as técnicas *droop* e mestre-escravo, e simulações de alguns modos de operação do sistema de microrrede residencial estudado são abordados.

Por fim, o apêndice E apresenta o equacionamento do conversor *forward double-ended* resultante da integração de conversores proposta.

## Capítulo 2

### Revisão bibliográfica

#### 2.1 Introdução

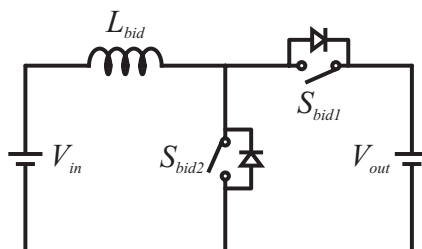
Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica referente a conversores CC-CC bidirecionais com elevado ganho de tensão aplicados em sistemas de armazenamento de energia. Inicialmente, diversas topologias propostas na literatura, tanto isoladas quanto não isoladas são abordadas, sendo apresentadas as principais características de cada uma. Na sequência, o conversor mais utilizado e consolidado para aplicações de alta potência e alto ganho de tensão, a saber, o conversor DAB, é analisado especificamente, sendo apresentadas suas características, principais equações, formas de onda, tipos de modulação, entre outros. Por fim, a conclusão do capítulo é apresentada.

#### 2.2 Revisão de conversores CC-CC bidirecionais

Para realizar a conexão do sistema de armazenamento de energia com o barramento CC em microrredes, necessita-se de um conversor CC-CC, o qual é o elemento responsável pelos processos de carga e descarga de energia. Como bancos de supercapacitores são largamente utilizados nestas aplicações e a tensão de saída destes não é regulada, podendo atingir valores reduzidos, exige-se que o conversor seja capaz de operar com uma larga faixa de valores de tensão de entrada, regulando adequadamente a tensão de saída. Além disso, o conversor deve fornecer energia em uma larga faixa de potências.

O conversor CC-CC bidirecional, mostrado na Figura 2.1, é frequentemente utilizado em aplicações onde a relação de conversão de tensão desejada não é alta. A grande vantagem desta topologia é sua simplicidade estrutural, por apresentar reduzida quantidade de elementos (dois interruptores e um indutor) e, conseqüentemente, baixo custo. Entretanto, como desvantagem, necessita operar com uma elevada razão cíclica (próxima à unidade) de maneira a proporcionar um alto ganho de tensão para converter os níveis de tensão do elemento de armazenamento para o barramento CC. Este fator resulta em reduzido rendimento,

inviabilizando sua utilização para a aplicação em questão. Desta maneira, a utilização de conversores isolados, nos quais o transformador auxilia na conversão de tensão através de sua relação de transformação, é mais indicada.



**Figura 2.1 – Conversor CC-CC bidirecional.**

Para aplicações nas quais altos ganhos de tensão são necessários, diversos conversores bidirecionais com isolamento galvânico foram propostos, como o conversor DAB, *dual active half-bridge*, *full-bridge current source*, e outras topologias derivadas. Nestes conversores, o fluxo de potência pode ser controlado através da modulação *phase-shift*. Apesar de possuírem algumas desvantagens como serem mais volumosos e geralmente necessitarem maior número de componentes, proporcionam isolamento elétrico entre a entrada e saída e possibilitam a obtenção de alta relação de conversão de tensão.

Diversas topologias de conversores CC-CC bidirecionais que utilizam um banco de supercapacitores (SC) para fornecer energia individualmente ou para complementar a energia fornecida por outra fonte (maioria das aplicações), como célula combustível, bateria ou gerador, foram propostas na literatura, em [32]-[42]. Nestes trabalhos, as topologias são empregadas para fornecer energia a veículos híbridos, fontes ininterruptas de energia (UPS), cargas críticas ou barramentos.

Dentre estas, as topologias apresentadas em [32]-[37] abordam o conversor DAB ou DAB modificado. As referências [38]-[42] empregam topologias variadas, descritas na sequência. A topologia apresentada em [36] não é empregada para supercapacitores, mas sim para baterias e células combustíveis, porém é analisada devido ao contexto no qual se enquadra. A topologia proposta em [43] não menciona aplicação, mas também possui alto ganho de tensão e é analisada em detalhes. Na sequência, as principais informações a respeito dos trabalhos citados são apresentadas.

O conversor DAB [31] é constituído de dois conversores *full-bridge* conectados por um transformador, como mostrado na Figura 2.2, na configuração monofásica. Suas principais características são isolamento galvânico, bidirecionalidade no fluxo de potência e alta densidade

de potência. Entretanto, como desvantagem, necessita de elevada quantidade de dispositivos semicondutores ativos e apresenta elevada ondulação nas correntes de entrada e saída.

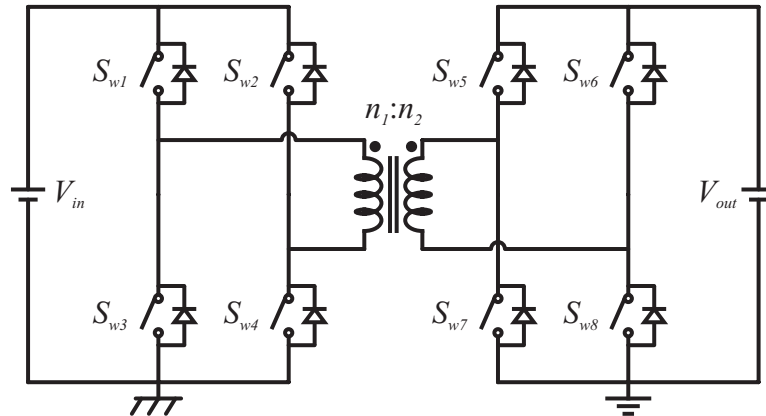


Figura 2.2 – Topologia do conversor DAB monofásico [31].

O conversor DAB também possui uma versão trifásica, a qual é abordada em [32] e mostrada na Figura 2.3. Em [32], a análise e comparação de três topologias, a saber, conversor série-ressonante, DAB monofásico e DAB trifásico, são realizadas. As topologias operam com comutação suave proporcionando redução nas perdas e aumento na frequência de comutação. As características das topologias são isolamento galvânica e capacidade de transferir energia em uma larga faixa de tensões. Chegou-se a conclusão de que o conversor DAB trifásico é melhor em termos de rendimento, menores elementos de filtro e menor potência aparente do transformador. Isso se deve ao fato do conversor trifásico trabalhar com níveis de corrente bem menores que o monofásico para mesma potência. Entretanto, necessita de 12 interruptores e apresenta elevada ondulação nas corrente de entrada e saída. A potência do conversor é igual a 2 kW, a tensão do SC é igual a 42 V e a tensão do barramento CC é igual a 300 V.

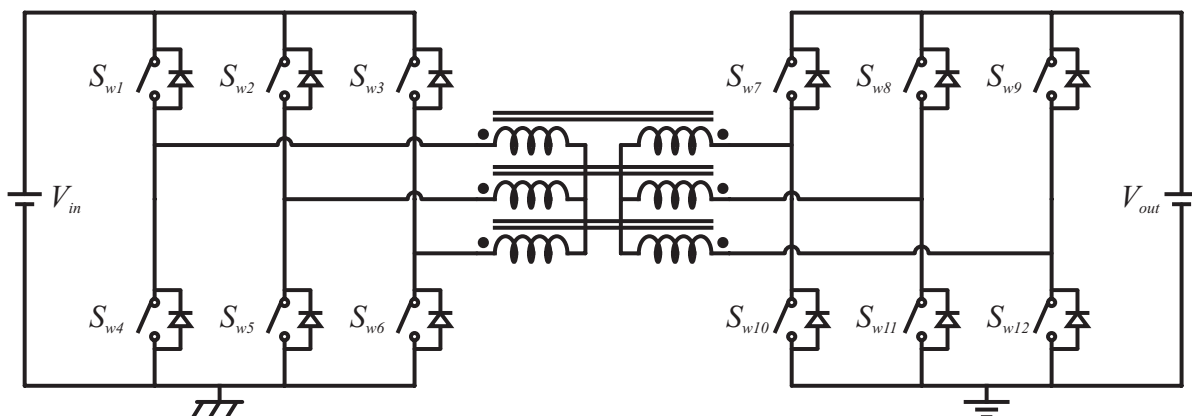


Figura 2.3 – Topologia do conversor DAB trifásico [32].

Conversores derivados do conversor DAB podem ser constituídos com uma ponte completa na entrada e meia ponte na saída, como abordado em [33] e mostrado na Figura 2.4, com uma meia ponte na entrada e ponte completa na saída ou ainda com uma meia ponte na entrada e outra na saída. Estas topologias apresentam menor número de semicondutores ativos comparadas à topologia do conversor DAB, porém necessitam de capacitores adicionais, e também apresentam elevada ondulação nas correntes de entrada e saída.

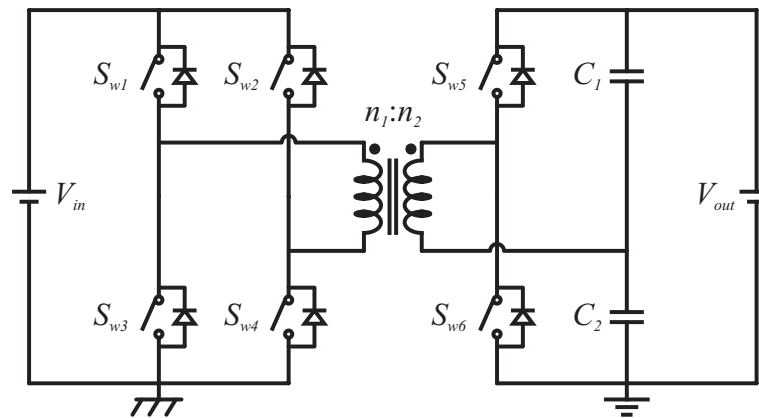


Figura 2.4 – Topologia com ponte completa na entrada e meia ponte na saída [33].

O conversor empregado em [33] é chamado de *voltage-fed full bridge with voltage doubler bi-directional dc-dc converter*. Este artigo aborda questões de projeto do conversor, como indutância de dispersão, frequência de comutação, relação de transformação para melhorar o rendimento e aumentar a faixa de potências, e do esquema de modulação híbrida para estender a faixa de operação com comutações sobre zero de tensão (ZVS). A potência nominal de saída é igual a 1 kW, a tensão do SC é igual a 50 V e a tensão do barramento CC é igual a 400 V. O conversor apresenta baixo rendimento, sendo inferior a 90 % para potências menores que metade da nominal, sofrendo maior redução com a diminuição de potência.

Além destas versões do conversor DAB, há outras variações onde circuitos adicionais são inseridos na ponte de entrada do conversor. Uma rede *quasi-Z-source* (qZS) de dois estágios é inserida em [34], circuitos grampeadores são inseridos em [35] e [36], e um conversor bidirecional é inserido em [37].

Um conversor CC-CC bidirecional para conexão de supercapacitores em aplicações de alta potência é proposto em [34]. A topologia consiste de um inversor de tensão *full-bridge* no lado do barramento, um transformador de média frequência, e um inversor de tensão *quasi-Z-source* (qZSI) no lado do supercapacitor. O qZSI com dois estágios qZS foi introduzido para garantir aumento de tensão durante a descarga do SC, porém implica na inclusão de diversos



componentes ativos (2 interruptores) e passivos (4 capacitores e 3 indutores) adicionais na topologia. A tensão do SC varia de 144 a 72 V e a tensão do barramento é de 600 V.

A topologia utilizada em [35] é mostrada na Figura 2.5, onde se observa que consiste do conversor DAB com a inserção do circuito grampeador, o qual possibilita o grampeamento da tensão de maneira a não ultrapassar o limite de tensão dos interruptores, garantindo maior segurança, e reduz a ondulação na corrente de entrada. Entretanto, necessita de componentes ativos e passivos adicionais. Considerando apenas as perdas de condução e comutação, o conversor apresenta rendimento de 88,6 % no modo *boost* e de 90 % no modo *buck*. A tensão do banco de SC varia de 40 a 69 V e a tensão do barramento varia de 120 a 180 V.

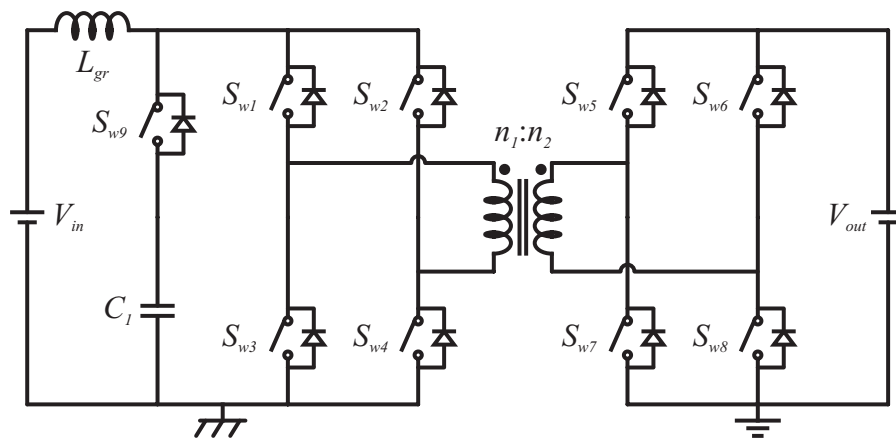


Figura 2.5 – Topologia do conversor DAB com grampeador de entrada [35].

Em [36], topologias de conversores CC-CC com controle bidirecional do fluxo de potência e com isolamento através de um transformador de alta frequência são analisadas para aplicações com célula combustível. Uma topologia com conversor *full-bridge* alimentado por corrente com grampeamento ativo no lado de baixa tensão e conversor *half-bridge* alimentado por tensão no lado de alta tensão é proposta. Esta topologia é uma variação da anterior, onde a diferença é a presença de um conversor *half-bridge* ao invés de um *full-bridge* no lado de alta tensão. As vantagens da topologia são: a tensão nos interruptores é precisamente grampeada, não há sobretensão, todos os interruptores operam com ZVS e não são necessários *snubbers* auxiliares. Entretanto, necessita de componentes ativos e passivos adicionais. A tensão das baterias é igual a 48 V e a tensão do barramento CC é igual a 380 V.

Em [37], duas topologias derivadas do conversor DAB são estudadas, por ser o conversor mais indicado para a aplicação em questão. A primeira topologia inclui um conversor *buck-boost* (bidirecional) na entrada, enquanto que a segunda topologia inclui um inversor de corrente na entrada. A tensão do SC é igual a 25 V e a do barramento CC é igual a

300 V. A topologia com a inclusão de um conversor bidirecional será analisada em maiores detalhes na sequência desta Tese.

Além do conversor DAB e seus derivados mencionados, diversas outras topologias que podem ser utilizadas em aplicações semelhantes já foram propostas na literatura. Muitas delas são originadas através da integração de conversores diferentes por meio do transformador de isolamento. As seguintes referências abordam algumas destas topologias.

O conversor *boost-dual-half-bridge* com uma célula comutável bidirecional é abordado em [38] e está mostrado na Figura 2.6. Esta topologia utiliza supercapacitores e células combustíveis em uma única estrutura. Como são empregados conversores *half-bridge*, capacitores adicionais são necessários. O fluxo de potência entre o capacitor do barramento CC e a carga é controlado pelo *phase-shift* (PS) entre os dois conversores *half-bridge*. As indutâncias de dispersão do transformador atuam como elementos de transferência de energia. A tensão do SC varia de 20 a 35 V e a tensão do barramento CC é igual a 400 V.

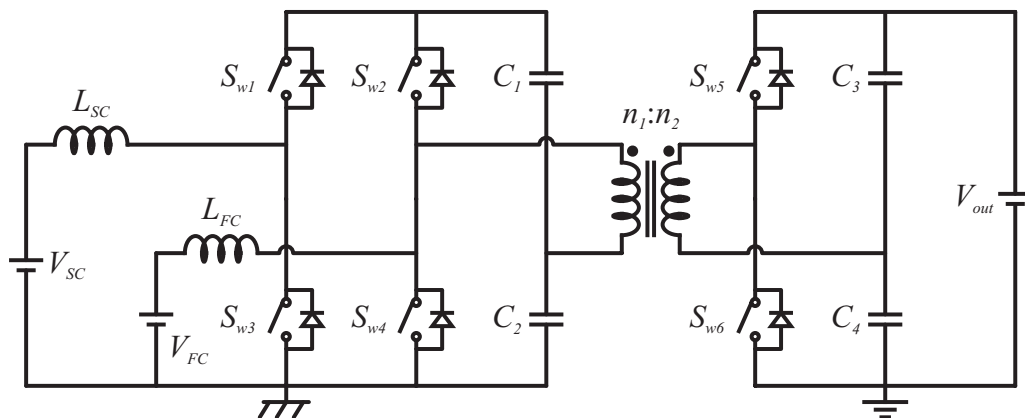


Figura 2.6 – Topologia do conversor *boost-dual-half-bridge* [38].

A referência [39] trata da integração de conversores CC-CC com isolamento. Inicialmente, as seguintes topologias são apresentadas: células individuais, topologias trifásicas, topologias *three-port* e topologias *three-port* intercaladas. As topologias *buck* e *buck-boost* não são muito usadas, devido à corrente descontínua na entrada. Após, uma topologia *three-port* trifásica intercalada de alta potência é proposta. A tensão da *fuel cell* e do banco de supercapacitores é igual 42 V e a tensão do barramento CC é igual a 400 V.

Com base em comparações de conversores para outras aplicações, em [40] foi escolhido utilizar o conversor *half-bridge current source*, mostrado na Figura 2.7. Esta topologia é constituída através da associação de conversores *half-bridge* e *push-pull*. A potência nominal é igual a 3 kW, a tensão do SC (neste caso localizado na saída do conversor)

varia de 25 a 45 V, garantindo a utilização de pelo menos 70 % da energia armazenada, e a tensão do barramento CC (neste caso localizado na entrada do conversor) é igual a 350 V. A topologia apresenta elevada ondulação na corrente de entrada e necessita de capacitores no estágio de entrada. As tensões sobre os interruptores de saída ( $S_{w3}$  e  $S_{w4}$ ) são iguais ao dobro da tensão de saída do transformador e da tensão  $V_{out}$ . Resultados experimentais mostram que o rendimento do conversor é maior que 90 % para quase toda a faixa de operação.

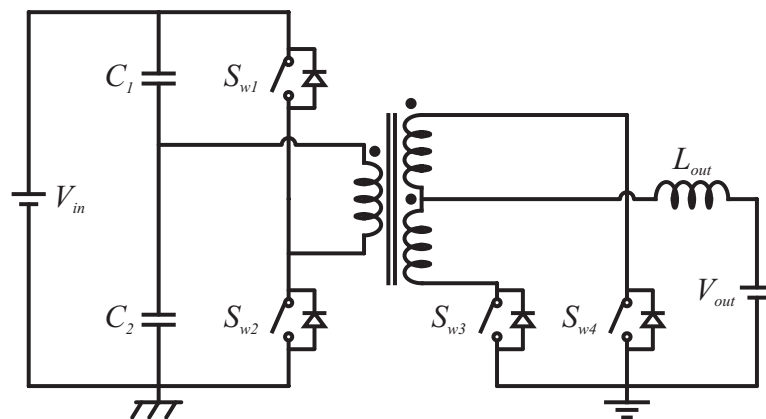


Figura 2.7 – Topologia do conversor *half-bridge current source* [40].

Um conversor *buck-boost* é utilizado em [41] para fazer a conexão entre os bancos de supercapacitores e baterias. A tensão do SC é alta (270 V) e reduz-se até a metade. A tensão do barramento CC é igual a 570 V. São testadas experimentalmente quatro configurações diferentes com conexões em paralelo de SC e/ou de conversores *buck-boost*. Os experimentos foram realizados em escala reduzida de 10 vezes. A configuração com dois SC em paralelo conectados a dois conversores *buck-boost* em paralelo apresentou melhor desempenho para a aplicação em questão (fornecimento de 216 kW em 20 s), dentre as topologias analisadas.

A topologia proposta em [42] apresenta dois estágios de conversão para elevar a tensão da célula combustível até o nível da carga. A célula combustível é conectada a um conversor *boost* bifásico intercalado, o qual está conectado a um SC, que por sua vez é conectado à carga através de um conversor bidirecional *push-pull-forward half-bridge*. O primeiro conversor foi escolhido por proporcionar baixa ondulação na corrente de saída da célula combustível e elevar a tensão de saída da mesma. O segundo conversor foi escolhido por apresentar alto ganho de tensão, isolamento elétrico entre as fontes de energia e o barramento CC, e controle bidirecional do fluxo de potência para carregar ou descarregar o módulo de SC. A tensão de operação do SC varia de 40 V a 24 V e a do barramento CC é igual a 200 V. A célula combustível leva aproximadamente 15 s para ser acionada (tempo de *warm-up*).

Uma topologia formada pela integração de conversores *full-bridge* e *push-pull* é proposta em [43] e está mostrada na Figura 2.8. Esta topologia é constituída por um conversor *full-bridge* no lado primário e um conversor *push-pull* alimentado em corrente no lado secundário, necessita de seis ou oito interruptores (dependendo do emprego ou não do circuito grampeador no lado secundário) e um elevado número de componentes adicionais (indutores, capacitores e diodos). Além disso, apresenta elevada ondulação na corrente de entrada e as tensões sobre os interruptores de saída ( $S_{w7}$  e  $S_{w8}$ ) são iguais ao dobro da tensão de saída do transformador e da tensão  $V_{out}$ .

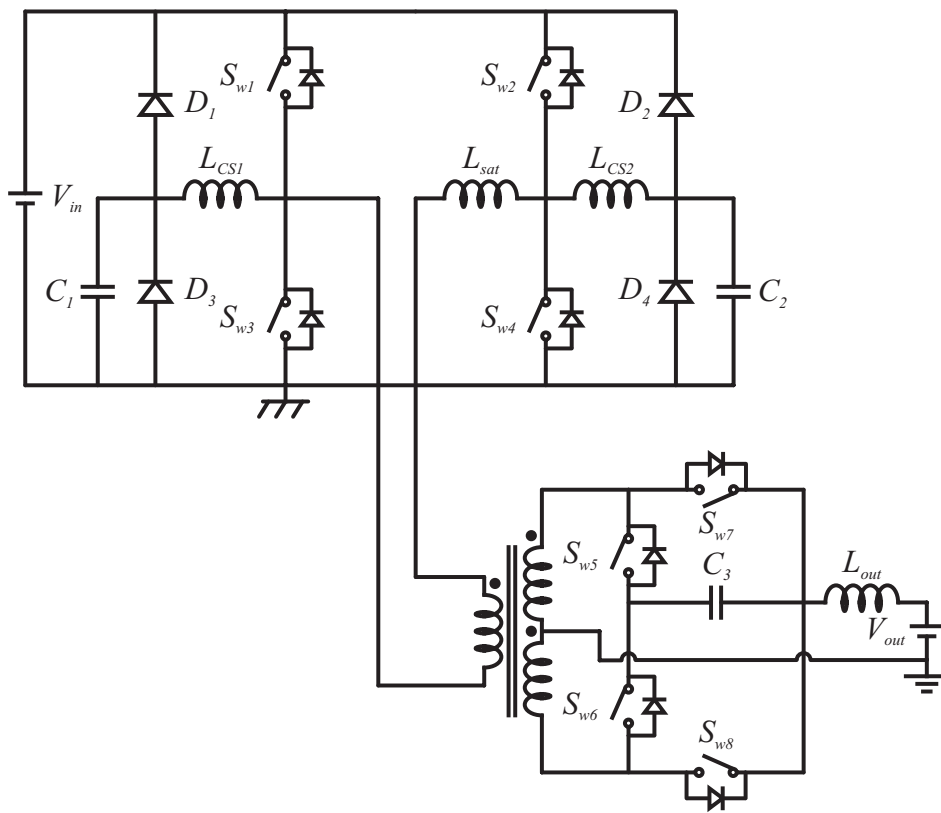


Figura 2.8 – Topologia do conversor *full-bridge-push-pull* [43].

Através da análise das referências apresentadas, pode-se concluir que a grande maioria dos conversores inclui um transformador para auxiliar na tarefa de elevação da tensão, devido à grande diferença entre o nível de tensão dos SC e do barramento CC, além de proporcionar isolamento elétrica. A exceção é o artigo [41], que utiliza um conversor não isolado. Porém, neste caso, o nível de tensão dos SC é muito maior do que nas demais configurações.

A maior parte das topologias analisadas utiliza supercapacitores associados a células combustíveis com o objetivo de suprir energia de maneira rápida, característica que a célula combustível não é capaz de desempenhar, assim como o gerador à biocombustível empregado

na microrrede residencial estudada. Destaca-se que as soluções mais comuns atualmente para o fornecimento de energia ininterrupta consiste no uso de geradores diesel e baterias [33].

Diversas referências se preocupam com as perdas nos dispositivos semicondutores e usam técnicas de auxílio à comutação (*snubber*, *ZVS*, etc.), devido à grande quantidade destes dispositivos nas topologias. Algumas referências abordam técnicas de modulação, objetivando melhoria de rendimento e maiores faixas de operação de potências e de comutação suave.

A Tabela 2-1 apresenta uma comparação de parâmetros de topologias analisadas na revisão bibliográfica. Observa-se que as topologias apresentam grande variação na quantidade de componentes ativos e passivos, variando de 4 até 12 componentes ativos e de zero até 10 componentes passivos. A reduzida ondulação nas correntes de entrada e saída foram determinadas em função da presença ou não de indutores na entrada e saída dos conversores. As tensões sobre os interruptores iguais ao dobro da tensão da saída do transformador e ao dobro da tensão da fonte são características devidas às topologias do tipo *push-pull*.

**Tabela 2-1 - Comparação de topologias analisadas na revisão bibliográfica.**

Parâmetros	Figura 2.2 [31]	Figura 2.3 [32]	Figura 2.4 [33]	Figura 2.5 [35]	Figura 2.6 [38]	Figura 2.7 [40]	Figura 2.8 [43]
Interruptores	8	12	6	9	6	4	8
Diodos	0	0	0	0	0	0	4
Indutores	0	0	0	1	2	1	3
Capacitores	0	0	2	1	4	2	3
Reduzida ondulação na corrente de entrada	Não	Não	Não	Sim	Sim	Não	Não
Reduzida ondulação na corrente de saída	Não	Não	Não	Não	Não	Sim	Sim
Interruptores da saída com o dobro de tensão	Não	Não	Não	Não	Não	Sim	Sim

Nas topologias do tipo *half-bridge*, as tensões sobre os interruptores são iguais ao dobro da tensão de saída do transformador, mas iguais à tensão da fonte, e não ao dobro deste valor, como nas topologias do tipo *push-pull*. Portanto, esta característica não eleva as tensões nos interruptores, mas resulta em mudanças no projeto do transformador. A tensão de saída pode ser a tensão do barramento CC ou do SC, dependendo de sua localização na topologia.

Na próxima seção, o conversor DAB é analisado em detalhes por ser o conversor mais difundido para aplicações relacionadas, além do fato de apresentar isolamento elétrica, e servirá como conversor de comparação ao conversor proposto nesta Tese.

### 2.3 Conversor *dual active bridge* (DAB)

O conversor mais utilizado para aplicações de alto ganho de tensão, elevada potência e fluxo bidirecional de energia é o conversor DAB. O conversor DAB é mostrado novamente na Figura 2.9 e utiliza dois conversores *full-bridge* conectados por um transformador. Com o uso da modulação *phase-shift* (PSM) tradicional, a transferência de potência neste conversor ocorre de maneira bidirecional, através da defasagem entre os sinais de acionamento dos interruptores das pontes de entrada e saída do conversor. A indutância de dispersão do transformador é utilizada como principal elemento na transferência de energia.

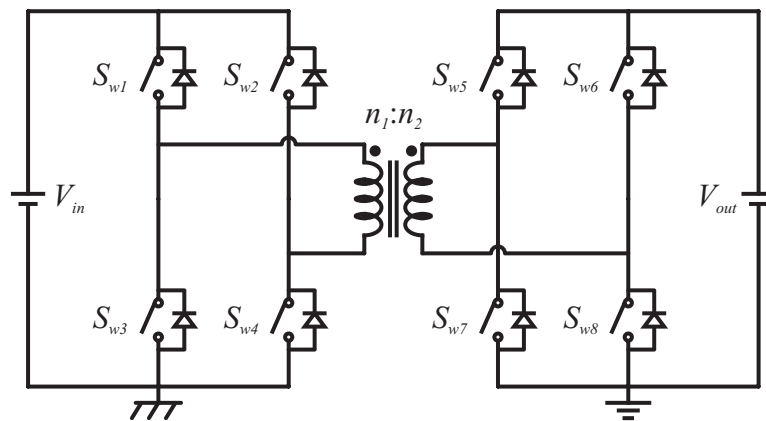


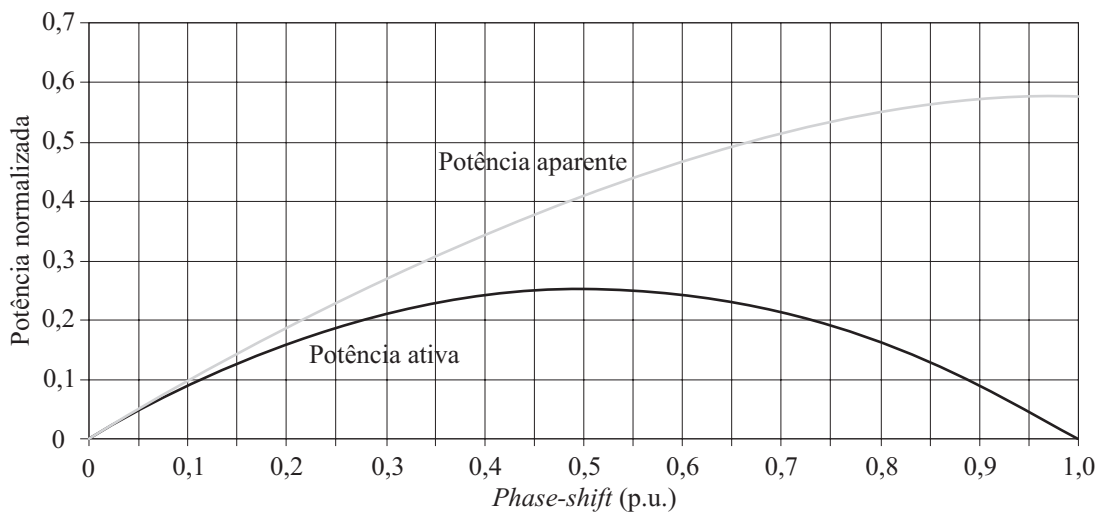
Figura 2.9 – Conversor *dual active bridge*.

As principais características deste conversor são robustez, isolamento galvânico entre a entrada e a saída devido à presença de um transformador, e o elevado rendimento para altos ganhos de tensão comparado ao conversor CC-CC bidirecional. Entretanto, como desvantagem, necessita de elevada quantidade de dispositivos semicondutores ativos, os quais devem suportar valores elevados de corrente dependendo dos níveis de potência e das tensões de entrada e saída, resultando em custos elevados tanto em virtude da robustez quanto da quantidade de dispositivos. A elevada quantidade de interruptores ativos também exige grande quantidade de circuitos de acionamento e geração de sinais. Além disso, o nível de ondulação das correntes de entrada e saída é elevado.

Em [31], são mostradas suas principais equações, incluindo a equação de transferência de potência ativa, e também sua faixa de operação com comutação suave. A faixa de operação com comutação suave varia com a potência de saída do conversor, com a relação entre as tensões de entrada e saída e com o ângulo de defasagem (*phase-shift*) entre os sinais de acionamento dos interruptores dos conversores *full-bridge*. A operação com comutação suave

para ambos os conversores *full-bridge* em toda a faixa de potência de saída só ocorre quando as tensões de entrada e saída são iguais (levando em consideração a relação de espiras do transformador), caso contrário, um dos conversores opera com comutações dissipativas. O impacto da indutância magnetizante do transformador e da capacitância de *snubbers* na região de comutação suave são discutidos em [44] e [45].

Com o objetivo de aumentar a faixa de tensões de entrada e saída que permitem transferência bidirecional de energia, melhorar a eficiência do sistema e elevar a faixa de operação com comutação suave dos dispositivos ativos, alguns métodos de modulação como a modulação triangular (TRM), modulação trapezoidal (TZM), modulação triangular modificada (PTRM) e modulação a três níveis são investigadas em [46]-[51], adicionando a razão cíclica como um parâmetro na modulação. Na modulação *phase-shift* tradicional, recomenda-se que o ângulo de defasagem seja limitado a no máximo 45 graus, para evitar a presença de elevada potência reativa circulante entre os estágios de potência, como mostrado em [52], o que eleva as perdas no conversor. A Figura 2.10 mostra as potências ativa e aparente normalizadas em função do *phase-shift* no conversor DAB operando com PSM [52].



**Figura 2.10 – Potências ativa e aparente normalizadas no conversor DAB com PSM (1 p.u. = 180°).**

Em [46], mostra-se que o conversor DAB com modulação *phase-shift* tradicional tem dificuldade em trabalhar com uma larga faixa de níveis de tensão de entrada e larga faixa de potências de saída, uma vez que a relação entre a variável de controle e a tensão de saída é não linear. Um esquema de modulação híbrida é proposto para estender a faixa de operação de potência de 16,67 % até 100 % ao invés de 58,33 % até 100 % que é atingida pela modulação *phase-shift* tradicional.

As referências [33] e [53] apresentam análises relacionadas ao projeto de parâmetros do conversor DAB. A referência [54] emprega um conversor DAB para realizar a carga e descarga de um elemento de armazenamento de energia (baterias ou supercapacitores) e apresenta uma análise da faixa permitida de tensões no elemento de armazenamento de energia em função de perdas de potência e corrente de pico, uma vez que a tensão é reduzida com a sua descarga, podendo atingir baixos valores.

### 2.3.1 Modulação *phase-shift* (PSM) tradicional

A modulação *phase-shift* foi a primeira a ser aplicada ao conversor DAB, junto com a proposta do conversor. Esta modulação é simples de implementar e possui alta capacidade de transferência de potência, porém apresenta desvantagens que serão abordadas na sequência.

A potência ativa de saída ( $P_{out}$ ) para o conversor DAB com PSM é dada por

$$P_{out} = \frac{V_{in}^2 d_{DAB} \phi}{\omega L_{DAB}} \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.1)$$

ou

$$P_{out} = \frac{V_{in} V_{out} \phi}{2\pi f_s L_{DAB} n_D} \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right), \quad (2.2)$$

com

$$d_{DAB} = \frac{n_1 V_{out}}{n_2 V_{in}}, \quad (2.3)$$

$$\omega = 2\pi f_s, \quad (2.4)$$

$$-\pi \leq \phi \leq \pi, \quad (2.5)$$

onde  $V_{in}$  é a tensão de entrada,  $V_{out}$  é a tensão de saída,  $f_s$  é a frequência de comutação,  $L_{DAB}$  é a indutância de dispersão referida ao primário,  $n_D$  é a relação de transformação ( $n_2/n_1$ ) e  $\phi$  é a defasagem entre as pontes do lado primário (entrada) e secundário (saída).

A potência ativa atinge valor máximo positivo quando o ângulo de defasagem é igual a  $90^\circ$  e valor máximo negativo quando o ângulo de defasagem é igual a  $270^\circ$ . Quando o ângulo de defasagem é igual a  $0^\circ$  ou  $180^\circ$ , a potência ativa é igual a zero.

O ganho de tensão para o conversor DAB com PSM é dado por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R\phi}{2\pi f_s L_{DAB} n_D} \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right), \quad (2.6)$$

onde  $R$  é a resistência de carga.



A Figura 2.11 ilustra as principais formas de onda do conversor DAB com PSM e  $n_D V_{in} > V_{out}$ . Para facilitar o entendimento das formas de onda, a Figura 2.12 indica os seus respectivos pontos de medição.

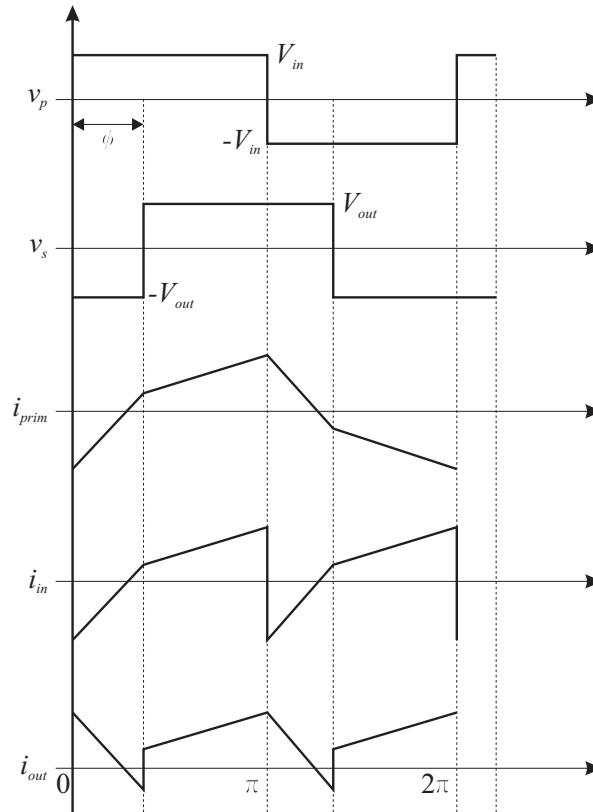


Figura 2.11 – Formas de onda do conversor DAB com PSM.

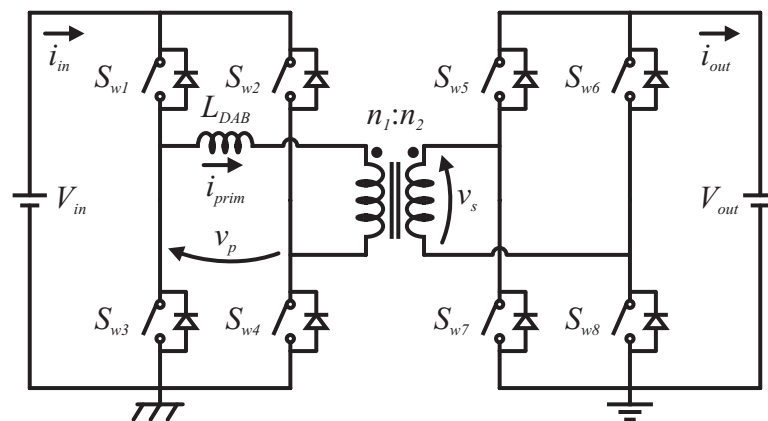


Figura 2.12 – Conversor DAB com indicação dos pontos de medição das formas de onda.

Apesar do conversor DAB com PSM ser o mais utilizado, conforme verificado através da revisão bibliográfica, existem alguns fatores limitantes para sua utilização, os quais são listados a seguir:

- Para valores de defasagem (*phase-shift*) maiores de 45 graus a relação entre energia reativa e energia ativa faz com que a razão entre as potências ativa e aparente fique abaixo de um valor recomendável (80 %), como mostrado em [52], o que limita a potência entregue ou compromete o rendimento do conversor;
- Limitações práticas no valor mínimo de defasagem possível de ser atingido (como por exemplo tempo de inversão da corrente no transformador, tempo morto entre os interruptores, tempos de subida e descida no acionamento e bloqueio dos interruptores) restringem a operação do conversor em baixas potências, limitando o valor mínimo de potência atingido;
- A ondulação de corrente no elemento de armazenamento é elevada, pois a forma de onda da corrente é alternada, variando entre picos positivos e negativos, o que compromete sua vida útil no caso de baterias, por exemplo;
- A comutação suave para os interruptores não ocorre em toda a faixa de operação empregando a PSM tradicional. Modulações variadas conseguem aumentar a faixa de operação com comutação suave, porém causam limitações de potências máximas ou mínimas atingidas, ou prejudicam o rendimento do conversor devido a correntes elevadas.

### 2.3.2 Modulação triangular modificada (PTRM)

A modulação triangular modificada foi proposta em [46] e surgiu com o objetivo de permitir operação a baixas potências para o conversor DAB. Nesta modulação, a potência de saída do conversor é controlada através da variação da razão cíclica ( $d_{1DAB}$  e  $d_{2DAB}$ ) do conversor e não através da defasagem entre os sinais de acionamento dos interruptores.

A potência ativa de saída para o conversor DAB com PTRM é dada por

$$P_{out} = \frac{V_{in}^2 d_{1DAB}^2}{L_{DAB} f_s} \quad (2.7)$$

A máxima potência que pode ser transferida com a PTRM é dada por

$$P_{out} = \frac{V_{in}^2 \left( \frac{V_{out}}{n_D} \right)^2}{4L_{DAB} f_s \left( V_{in} + \frac{V_{out}}{n_D} \right)^2} \quad (2.8)$$

Calculando a máxima capacidade de transferência de potência da PTRM, observa-se que com esta modulação também é possível operar em altas potências atingidas usando a PSM. Entretanto, comparada à PSM, quando a mesma potência de saída é transferida, a forma

de onda triangular da corrente na PTRM resulta em valores eficazes de corrente maiores tanto no transformador quanto nos interruptores e também causa um elevado pico de corrente. Isto aumenta as perdas no cobre do transformador e de condução nos interruptores. Portanto, a PTRM não é adequada para operação com altas potências.

A Figura 2.13 ilustra as principais formas de onda do conversor DAB com PTRM e  $n_D V_{in} > V_{out}$ . Novamente, a Figura 2.12 indica os pontos de medição das formas de onda.

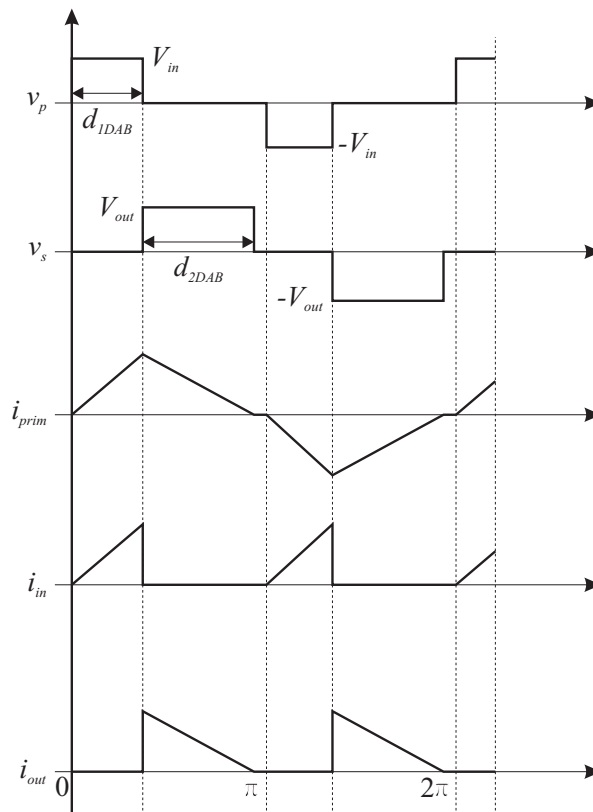


Figura 2.13 – Formas de onda do conversor DAB com PTRM.

### 2.3.3 Conversor DAB com conversor bidirecional de entrada

Um conversor CC-CC bidirecional pode ser incluído entre o elemento de armazenamento de energia e um dos conversores *full-bridge* na topologia do conversor DAB [37], como mostrado na Figura 2.14, de maneira a reduzir alguns dos problemas do conversor. A inclusão deste conversor proporciona vantagens como:

- Aumento da vida útil do elemento de armazenamento (principalmente baterias) ao manter a corrente fornecida e drenada com baixa ondulação;
- Obtenção de melhor uso da energia armazenada no supercapacitor (mais de 85 %) ao reduzir o nível da tensão do supercapacitor;

- Redução dos níveis de corrente nos interruptores do conversor *full-bridge* ao aumentar a tensão do nível do sistema de armazenamento para um nível intermediário.

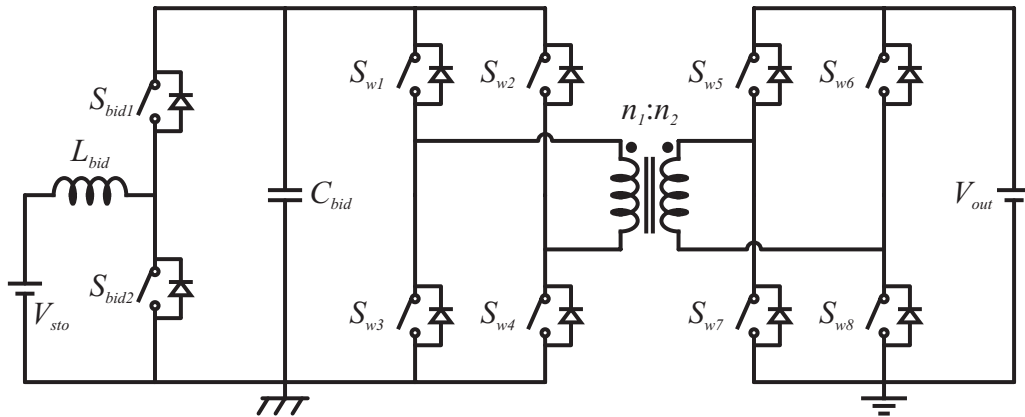


Figura 2.14 – Conversor DAB incluindo conversor bidirecional.

A Figura 2.15 mostra uma comparação da corrente no sistema de armazenamento para ambos os conversores operando a 1,4 kW, onde uma considerável redução na ondulação de corrente pode ser vista quando o conversor bidirecional é incluído, o que resulta em uma vida útil mais longa para o elemento de armazenamento. Entretanto, a sua presença aumenta a quantidade de interruptores necessários na topologia do conversor, a qual já é elevada mesmo sem a sua inclusão. Uma comparação detalhada considerando diversos parâmetros entre estes conversores e o conversor proposto nesta Tese é apresentada na seção 4.5.

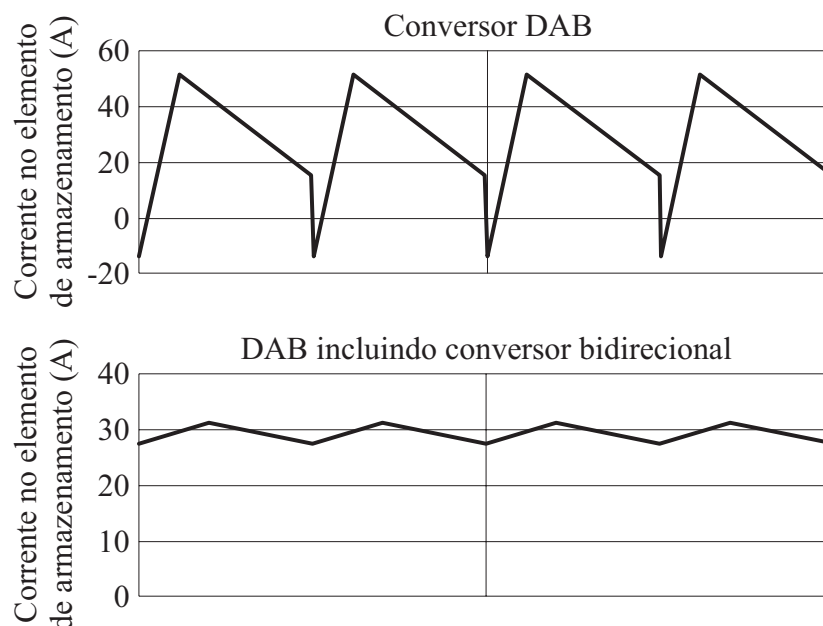


Figura 2.15 – Comparação da corrente no elemento de armazenamento ( $V_{in} = 48 \text{ V}$ ,  $V_{out} = 400 \text{ V}$ ,  $P_{out} = 1,4 \text{ kW}$ ,  $n_1:n_2 = 1:6$ ,  $\phi = 41^\circ$ ,  $f_s = 50 \text{ kHz}$ ,  $f_{bid} = 100 \text{ kHz}$ ,  $L_{bid} = 70 \text{ } \mu\text{H}$ ).

## 2.4 Conclusão

Este capítulo apresentou uma revisão dos conversores CC-CC bidirecionais com elevado ganho de tensão aplicados a sistemas de armazenamento de energia. Diversas topologias foram apresentadas, destacando suas estruturas e principais características. Observou-se que a utilização de conversores isolados é recomendada quando se deseja elevado ganho de tensão.

Atenção especial foi dedicada ao conversor DAB, tendo sido analisados sua estrutura, formas de onda, equações, tipos de modulação e fatores que influenciam na obtenção de comutações ZVS. Constatou-se que apesar do conversor apresentar vantagens, existem também importantes desvantagens na sua utilização. Como exemplo de desvantagens pode-se citar limitações nos valores máximo e mínimo de defasagem possíveis de serem utilizados, o que restringe a operação do conversor em baixas e/ou altas potências, necessidade de operar com técnicas de modulação distintas para atingir grande faixa de variação de potência, elevada ondulação nas correntes de entrada e saída do conversor, elevado número de interruptores, entre outros. Através do estudo realizado, conclui-se que o DAB é mais apropriado quando deseja-se que ambos os processos de carga e descarga sejam realizados com o mesmo nível de potência, diferentemente da aplicação nesta Tese.

Em virtude das diversas limitações citadas na topologia do conversor DAB, independente do tipo de modulação empregada e da presença ou não do conversor bidirecional de entrada, uma nova topologia de conversor que contemple as exigências da aplicação em questão é proposta no próximo capítulo.

## Capítulo 3

### **Novo conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward***

#### **3.1 Introdução**

Este capítulo aborda o conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto nesta Tese, utilizado para conectar o sistema de armazenamento de energia ao barramento CC da microrrede residencial. Inicialmente, a estrutura do conversor é apresentada, incluindo sua constituição, visão geral dos modos de operação e as consequências obtidas através do processo de integração, como a redução do número de componentes utilizados. Na sequência, o conversor *full-bridge*, responsável pelo modo de descarga do elemento de armazenamento de energia é abordado. O modo de carga do elemento de armazenamento de energia é realizado através de um conversor *forward double-ended*. Três circuitos grampeadores são utilizados neste modo, dando origem a três topologias de conversores, as quais são estudadas em detalhes nas três seções seguintes. Por fim, detalhes específicos da inclusão do conversor bidirecional ou conversor *boost* no estágio de entrada do conversor proposto são discutidos e a conclusão do capítulo é apresentada.

#### **3.2 Estrutura do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto**

Esta seção apresenta a estrutura do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto aplicado ao sistema de armazenamento de energia da microrrede residencial estudada, com o qual objetiva-se uma reduzida quantidade de elementos (proveniente do processo de integração), alto ganho de tensão, alto rendimento, baixa ondulação nas correntes de entrada e saída, bidirecionalidade do fluxo de potência e isolamento galvânica.

Conforme explicado na introdução, o conversor proposto deve ser projetado para ambos os processos de carga e descarga do sistema de armazenamento de energia da microrrede. Como a potência máxima projetada para o processo de descarga é igual a 1,4 kW, o conversor estático isolado tradicionalmente empregado em aplicações para este nível de potência (acima de 1 kW) é o conversor *full-bridge*, mostrado na Figura 3.1.

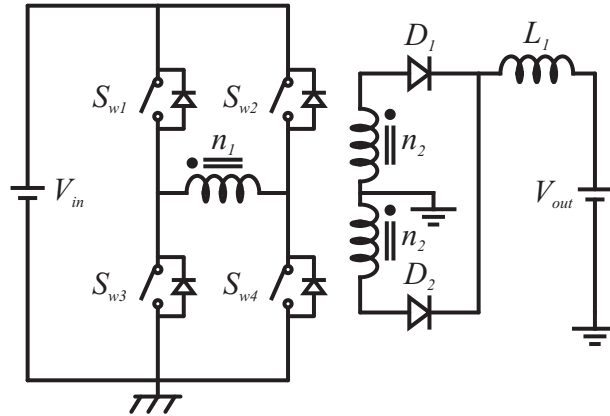


Figura 3.1 – Topologia do conversor *full-bridge*.

Como o processo de carga pode ser realizado em intervalos de tempo maiores e com níveis de potência menores, pois o sistema de armazenamento de energia em uma microrrede residencial não é frequentemente solicitado, não há necessidade de se utilizar outro conversor *full-bridge* para este processo, como na topologia do conversor DAB. Este conversor é adequado para situações em que a carga e a descarga do elemento de armazenamento de energia devem ser realizadas com elevada potência, diferentemente da aplicação estudada.

Devido à presença do conversor *full-bridge* do processo de descarga, é possível utilizar os interruptores desta ponte completa para realizar a retificação da tensão de saída do conversor no processo de carga, sem a adição de outros componentes no estágio de saída. Desta maneira, torna-se necessário adicionar apenas o estágio de entrada do conversor responsável pelo processo de carga. Um dos conversores mais simples, possível de ser utilizado para esta aplicação, é o conversor *forward*, mostrado na Figura 3.2, o qual necessita de apenas um dispositivo ativo e é adequado para os níveis de potência em questão.

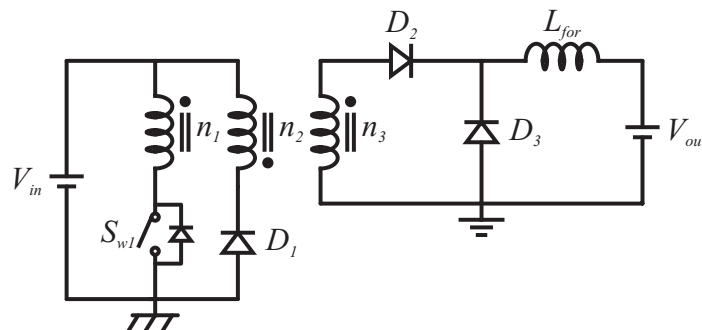


Figura 3.2 – Topologia do conversor *forward*.

Portanto, o conversor CC-CC proposto é constituído através da integração dos conversores *full-bridge* e *forward* e está mostrado na Figura 3.3. A fonte de tensão próxima

aos interruptores da ponte completa do conversor *full-bridge* é chamada de  $V_{fb}$ , enquanto que a fonte de tensão próxima ao interruptor do conversor *forward* é chamada de  $V_{bus}$ . Estas nomenclaturas são adotadas com o intuito de padronizar os níveis de tensão presentes no conversor com os da microrrede residencial.

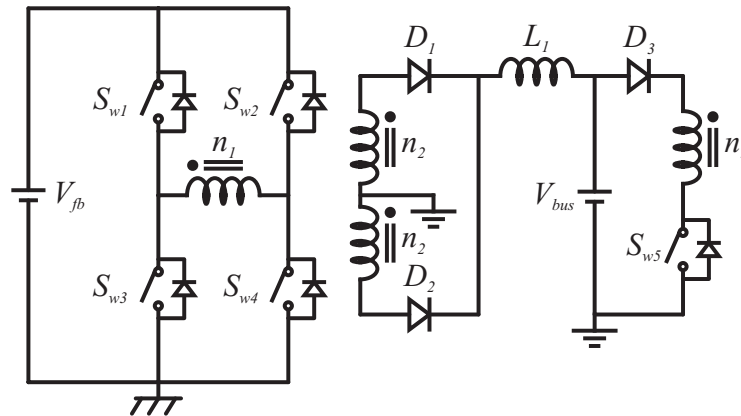


Figura 3.3 – Topologia do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto.

O conversor *full-bridge* é responsável pelo modo de descarga do elemento de armazenamento, enquanto que o conversor *forward* é responsável pelo modo de carga do elemento de armazenamento. Este conversor *forward* resultante do processo de integração é chamado de conversor *forward double-ended*, como abordado em [55]-[58], devido à presença de uma etapa de retificação de onda completa na sua saída ao invés de uma etapa de roda livre, como ocorre no conversor *forward* clássico. Algumas das principais características dos conversores enquadrados na categoria *double-ended* são: não necessitam de enrolamento de desmagnetização, a ondulação da corrente de saída do transformador é próxima a zero, e a transferência de energia para a carga ocorre nos tempos de condução e bloqueio do interruptor principal (para o caso do conversor *forward double-ended*).

Conforme mencionado no capítulo anterior, um conversor CC-CC bidirecional também pode ser adicionado entre o elemento de armazenamento de energia e o conversor *full-bridge* [37], como mostrado na Figura 3.4, proporcionando as mesmas vantagens já listadas na subseção 2.3.3 para a topologia proposta. Além disso, outras vantagens são que ele permite otimizar o desempenho do conversor *full-bridge* através da seleção do nível da tensão de entrada, a qual é mantida constante e regulada mesmo que a tensão do elemento de armazenamento seja reduzida durante a descarga, e o uso de uma relação de transformação que impede a circulação de energia reativa no enrolamento secundário durante o processo de carga, o qual será melhor explicado na subseção 4.2.1. Durante o estágio de descarga do



elemento de armazenamento, o conversor bidirecional eleva a tensão do elemento de armazenamento para um nível intermediário, enquanto que durante o estágio de carga do elemento de armazenamento, ele realiza pós-regulação de tensão ou permanece com  $S_{bid1}$  acionado e  $S_{bid2}$  bloqueado, atuando como um filtro passa-baixas, eliminando as perdas de comutação.

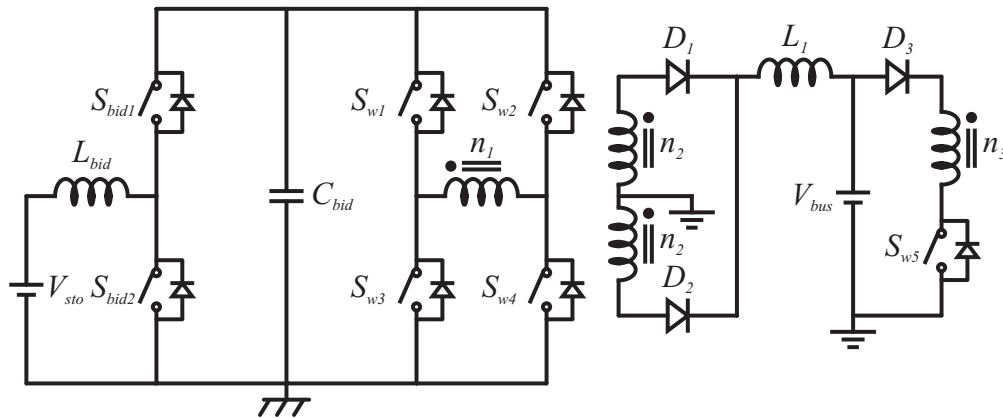


Figura 3.4 – Topologia do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto com conversor bidirecional.

O conversor bidirecional pode ser adicionado na entrada de diversos conversores, incluindo o conversor proposto, o conversor DAB e qualquer outro conversor onde uma corrente de entrada com baixa ondulação é importante. Entretanto, uma vez que sua inserção não é necessária, a análise do conversor apresentada na sequência, incluindo etapas de operação, formas de onda, quantidade de componentes, entre outros, é inicialmente realizada desconsiderando o conversor bidirecional. Uma análise específica sobre a inserção do conversor bidirecional é apresentada na seção 3.7.

Considerando a topologia do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto sem o conversor bidirecional, observa-se como vantagem a redução do número de elementos comparado às topologias dos conversores *full-bridge* e *forward* clássicos, sem o processo de integração, atingido devido à eliminação de um transformador, dois diodos e um indutor, resultando em redução dos custos de implementação. A integração e o fato de permitir fluxo bidirecional de potência proporcionam ainda a utilização de apenas um conversor para conexão entre o elemento de armazenamento e o barramento CC, facilitando o processo de regulação da tensão do barramento CC e gerenciamento da microrrede. A topologia apresenta simplicidade no modo de carga do elemento de armazenamento de energia comparada ao conversor DAB, por necessitar de apenas um dispositivo semiconductor ativo comparado a quatro do seu equivalente.

A operação de descarga do elemento de armazenamento é idêntica à operação do conversor *full-bridge* clássico. A operação de carga do elemento de armazenamento, por sua vez, apresenta algumas diferenças com relação à operação do conversor *forward* clássico. As principais diferenças são: o estágio de saída do conversor apresenta uma característica de ponte completa ao invés de uma etapa de roda livre; a desmagnetização do transformador não é feita através de um enrolamento adicional e sim pela ponte completa de diodos formada pelos diodos em antiparalelo aos interruptores do conversor *full-bridge* e por um circuito grampeador que será abordado nas seções seguintes; e o indutor de saída é eliminado.

A eliminação do indutor de saída do conversor *forward double-ended* é necessária, pois o mesmo não pode estar presente no modo de descarga do elemento de armazenamento, uma vez que impossibilita seu funcionamento, devido à elevada perda de razão cíclica imposta no conversor *full-bridge* [59]. Sua função no conversor *forward double-ended* é desempenhada pela indutância de dispersão do transformador. Apesar desta indutância ser de baixo valor, a frequência de comutação elevada do conversor faz com que ela seja suficiente para proporcionar operação adequada.

Na topologia proposta, um único transformador com três enrolamentos é utilizado. O enrolamento primário do transformador corresponde ao primário do conversor *full-bridge* e ao secundário do conversor *forward double-ended*, o enrolamento secundário do transformador corresponde ao secundário do conversor *full-bridge* e, por fim, o enrolamento terciário do transformador corresponde ao primário do conversor *forward double-ended*.

Um diodo é adicionado em série ao enrolamento terciário do transformador com o objetivo de impedir a circulação de corrente pelo mesmo através do diodo em antiparalelo ao interruptor do conversor *forward double-ended* durante a operação de descarga do elemento de armazenamento (modo *full-bridge*), pois uma tensão oposta e superior à tensão do barramento CC é aplicada neste enrolamento, o que permitiria a circulação de corrente se o diodo não estivesse presente.

Como mencionado anteriormente, um circuito grampeador deve ser adicionado em paralelo ao interruptor do conversor *forward double-ended* da topologia proposta. O objetivo deste é impedir o surgimento de um pico de tensão sobre o interruptor, no momento do seu bloqueio, devido à interrupção da circulação de corrente pelas indutâncias do transformador. O conversor *forward double-ended* com circuito grampeador do tipo passivo dissipativo é abordado na seção 3.4, o conversor *forward double-ended* com circuito grampeador do tipo passivo regenerativo proposto para esta topologia é abordado na seção 3.5 e, por fim, o conversor *forward double-ended* com circuito grampeador do tipo ativo regenerativo proposto

para esta topologia é abordado na seção 3.6. Os circuitos grampeadores regenerativos utilizados já são conhecidos, porém não aplicados para esta topologia.

### 3.2.1 Eliminação de dispositivos através do processo de integração

Conforme mencionado anteriormente, a integração dos conversores proposta resulta na eliminação de dispositivos comparando o conversor proposto com os conversores clássicos individuais.

Através da análise das topologias dos conversores, observa-se que o conversor *full-bridge*, mostrado na Figura 3.1, é formado por 4 interruptores, um transformador com 2 enrolamentos, sendo o secundário com derivação central, 2 diodos e um indutor de saída, enquanto que o conversor *forward*, mostrado na Figura 3.2, é formado por um interruptor, um transformador com 3 enrolamentos, 3 diodos e um indutor de saída. Portanto, sem o processo de integração dos conversores, o número total de elementos resulta em 5 interruptores, 2 transformadores, 5 diodos e 2 indutores.

O conversor integrado proposto, mostrado na Figura 3.3, por sua vez, é formado por 5 interruptores, um transformador com 3 enrolamentos, sendo o secundário com derivação central, 3 diodos e um indutor. Desta maneira, o processo de integração resulta na dispensa de 1 transformador, 2 diodos e 1 indutor. Estas informações são apresentadas na Tabela 3-1.

**Tabela 3-1 - Comparação de dispositivos entre as topologias.**

Dispositivos	Conversor <i>full-bridge</i>	Conversor <i>forward</i>	Conversores individuais	Conversor integrado	Redução
Interruptor	4	1	5	5	0
Transformador	1	1	2	1	1
Diodo	2	3	5	3	2
Indutor	1	1	2	1	1

### 3.3 Modo de descarga: conversor *full-bridge*

O processo de descarga do sistema de armazenamento de energia é realizado pelo conversor *full-bridge* clássico, o qual opera com comutações *ZVS* e modulação *phase-shift*. Uma vez que as etapas de operação do conversor *full-bridge* clássico são largamente conhecidas, como apresentado em [59], optou-se por não detalhá-las nesta Tese.

Entretanto, um fator de grande importância que deve ser analisado para garantir-se o correto funcionamento do conversor proposto diz respeito à perda de razão cíclica presente no conversor *full-bridge*.

A perda de razão cíclica ( $\Delta d$ ) representa uma parcela não aproveitada da razão cíclica dos interruptores do conversor *full-bridge* ( $d_{fb}$ ). A razão cíclica efetiva ( $d_{ef}$ ) é aquela que realmente atua na conversão de tensão, e é dada pela diferença entre a razão cíclica e a perda de razão cíclica do conversor.

A equação da tensão de saída para o conversor *full-bridge* clássico é dada por

$$V_{out} = V_{in} \frac{n_2}{n_1} d_{ef}, \quad (3.1)$$

onde:

$V_{out}$  é a tensão de saída;

$V_{in}$  é a tensão de entrada;

$n_1$  é o número de espiras do enrolamento primário;

$n_2$  é o número de espiras do enrolamento secundário.

A razão cíclica efetiva é dada por

$$d_{ef} = 2d_{fb} - \Delta d. \quad (3.2)$$

A equação da perda de razão do conversor *full-bridge* é dada por

$$\Delta d = \frac{4f_{fb}L_rI_{out}}{V_{in}} \frac{n_2}{n_1}, \quad (3.3)$$

onde:

$f_{fb}$  é a frequência de comutação do conversor *full-bridge*;

$L_r$  é a indutância de dispersão total do enrolamento primário (própria somada à referida);

$I_{out}$  é a corrente de saída.

A equação da relação de transformação do conversor *full-bridge* considerando a perda de razão cíclica é dada por

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{V_{in}d_{fb} + \sqrt{V_{in}^2d_{fb}^2 - 4V_{out}f_{fb}L_rI_{out}}}{V_{out}}. \quad (3.4)$$

Esta equação é importante e será melhor analisada na seção 4.2.1, sendo utilizada para o projeto de parâmetros do conversor proposto.

Por fim, outro fator importante a ser analisado no conversor *full-bridge* é a faixa de carga na qual o conversor opera com comutações do tipo ZVS nos seus interruptores. Para garantir operação ZVS, a energia armazenada na indutância de dispersão ( $L_{in}$ ) do

transformador (considerando a indutância do próprio enrolamento, a indutância referida do outro enrolamento e alguma indutância externa adicional inserida) deve ser maior do que a energia armazenada nos capacitores intrínsecos dos interruptores de um braço do conversor *full-bridge* ( $C_{sw}$ ), como mostrado em

$$\frac{1}{2}L_{in}I_{in}^2 \geq \frac{1}{2}C_{sw}V_{in}^2. \quad (3.5)$$

Substituindo-se  $L_{in}$  por  $L_{ZVS}$ ,  $I_{in}$  por  $I_{out}(n_2/n_1)$ ,  $C_{sw}$  por  $2C_{oss}$  e isolando o valor da corrente de saída ( $I_{out}$ ), tem-se que a operação com ZVS é garantida para

$$I_{out} \geq V_{in} \frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{2C_{oss}}{L_{ZVS}}}, \quad (3.6)$$

com

$$L_{ZVS} = L_r + L_{fb}, \quad (3.7)$$

onde:

$C_{oss}$  é a capacitância intrínseca entre os terminais *drain* e *source* de cada interruptor;

$L_{ZVS}$  é a indutância de dispersão total;

$L_{fb}$  é a indutância externa inserida.

Em termos de potência, a equação (3.6) pode ser reescrita como

$$P_{ZVS} \geq V_{in}V_{out} \frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{2C_{oss}}{L_{ZVS}}}, \quad (3.8)$$

onde  $P_{ZVS}$  é a mínima potência para a qual comutações do tipo ZVS são garantidas. Muitas vezes é necessária a inserção de uma indutância adicional externa ao transformador para garantir comutações do tipo ZVS em uma determinada faixa de potências do conversor.

### 3.4 Conversor *forward double-ended* com grampeador passivo dissipativo

Como mencionado anteriormente, o processo de carga do elemento de armazenamento é realizado pelo conversor *forward double-ended* sem indutor de saída. Um circuito grampeador de tensão precisa ser adicionado para impedir que a tensão sobre o interruptor do conversor apresente um pico da ordem de kilovolts no momento do seu bloqueio. Este pico de tensão surge, pois a corrente que circula pelo transformador fica retida no momento de bloqueio do interruptor. Um grampeador passivo dissipativo composto por um diodo, um capacitor e um resistor adicionados ao conversor *forward double-ended*, como mostra a Figura 3.5, é a solução mais simples para esta situação e será analisada primeiramente.

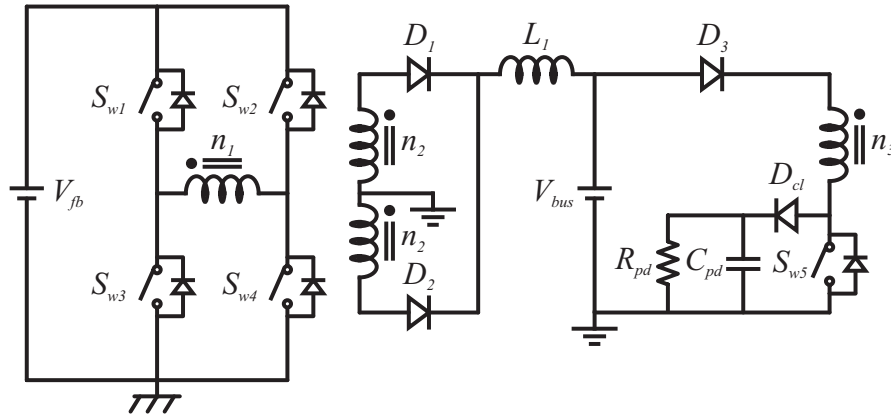


Figura 3.5 – Conversor *forward double-ended* com grampeador passivo dissipativo.

### 3.4.1 Princípio de operação

Para analisar o conversor *forward double-ended* sem indutor de saída com grampeador passivo dissipativo em regime permanente em modo de condução descontínua, são feitas algumas considerações:

- Todos os interruptores utilizados no conversor ( $S_{w1}$ - $S_{w5}$ ) possuem características ideais;
- As tensões de entrada ( $V_{bus}$ ) e saída ( $V_{fb}$ ) são constantes em um período de comutação;
- Cada enrolamento do transformador apresenta uma indutância de dispersão ( $L_{d1}$ ,  $L_{d2}$ ,  $L_{d3}$ );
- A indutância magnetizante ( $L_m$ ) do transformador está em paralelo ao enrolamento terciário;
- O circuito grampeador passivo é substituído por uma fonte de tensão contínua ( $V_{cl}$ ).

A Figura 3.6 apresenta a topologia do conversor empregando as considerações anteriores. A indutância de dispersão do enrolamento secundário não é representada, pois não tem participação neste modo de operação. O equacionamento completo do conversor é realizado no apêndice E, sendo que nesta seção são apresentadas apenas as equações relevantes para a análise. As etapas de operação do conversor são apresentadas na sequência.

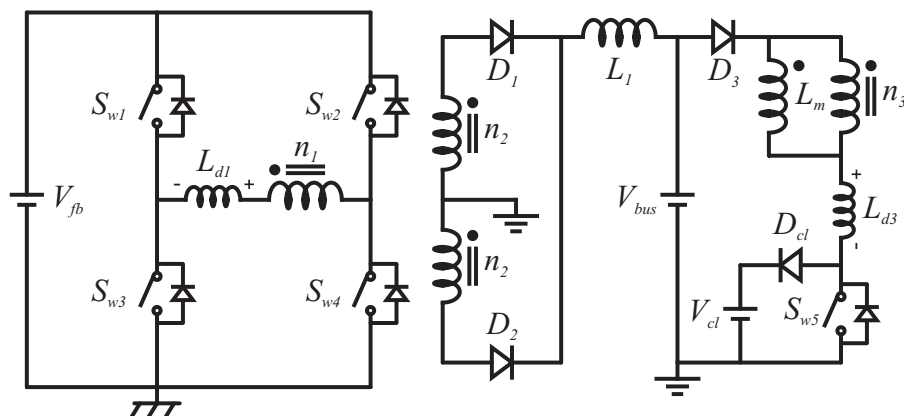


Figura 3.6 – Conversor *forward double-ended* com grampeador passivo analisado.

Etapa 1 ( $t_o \leq t < t_1$ ): A primeira etapa de operação é mostrada na Figura 3.7. Esta etapa inicia quando o interruptor do conversor *forward double-ended* entra em condução. Os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  e  $S_{w4}$  também entram em condução, pois estão diretamente polarizados. Tensões positivas são aplicadas nas indutâncias magnetizante (3.9) e de dispersão do primário (3.10) e do terciário (3.11) do transformador, fazendo com que as correntes sobre estes elementos cresçam. A variável  $n$  representa a relação entre  $n_3$  e  $n_1$ . O tempo de duração desta etapa é dado por (3.12), definido pela razão cíclica do conversor, onde  $T_s$  é o período de comutação.

$$v_{L_{m-1}} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} V_{bus} + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \quad (3.9)$$

$$v_{L_{d1-1}} = \frac{v_{L_{m-1}}}{n} - V_{fb} \quad (3.10)$$

$$v_{L_{d3-1}} = V_{bus} - v_{L_{m-1}} \quad (3.11)$$

$$\Delta T_1 = d_1 T_s \quad (3.12)$$

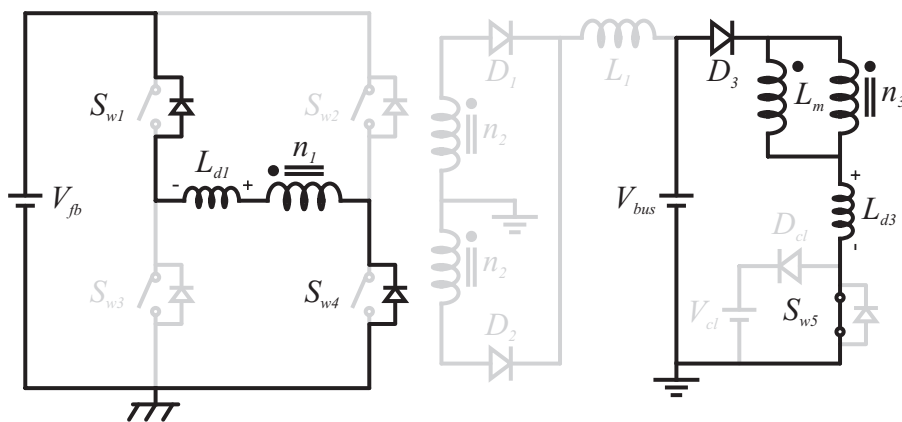


Figura 3.7 – Primeira etapa de operação da topologia.

Etapa 2 ( $t_1 \leq t < t_2$ ): A segunda etapa de operação é mostrada na Figura 3.8. Esta etapa inicia quando o interruptor do conversor *forward double-ended* é bloqueado e, conseqüentemente, o diodo do circuito grampeador entra em condução, assumindo a corrente que circulava pelo interruptor. Esta corrente decresce, pois uma tensão negativa (3.13) é aplicada sobre a indutância de dispersão do terciário, devido à tensão presente no circuito grampeador ( $V_{cl} > V_{bus}$ ). A corrente que circula pelos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  e  $S_{w4}$  também decresce, pois a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do primário (3.14) torna-se negativa. Nesta etapa, as correntes magnetizante e de saída refletida são totalmente desviadas para o circuito grampeador, resultando em perdas para a topologia. A tensão do

circuito grampeador causa sobretensão no interruptor do conversor *forward double-ended*, porém contribui para a redução do tempo de duração desta e da próxima etapas, as quais penalizam o desempenho do conversor. A tensão aplicada sobre a indutância magnetizante é dada por (3.15). O tempo durante o qual a corrente através da indutância  $L_{d1}$  leva para chegar a zero devido à tensão aplicada sobre ela, dado por (3.16), determina a duração desta etapa.

$$v_{L_{d3-2}} = V_{bus} - V_{cl} - v_{L_{m-2}} \quad (3.13)$$

$$v_{L_{d1-2}} = \frac{v_{L_{m-2}}}{n} - V_{fb} \quad (3.14)$$

$$v_{L_{m-2}} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \quad (3.15)$$

$$\Delta T_2 = \frac{-I_{fb-1} L_{d1}}{v_{L_{d1-2}}} \quad (3.16)$$

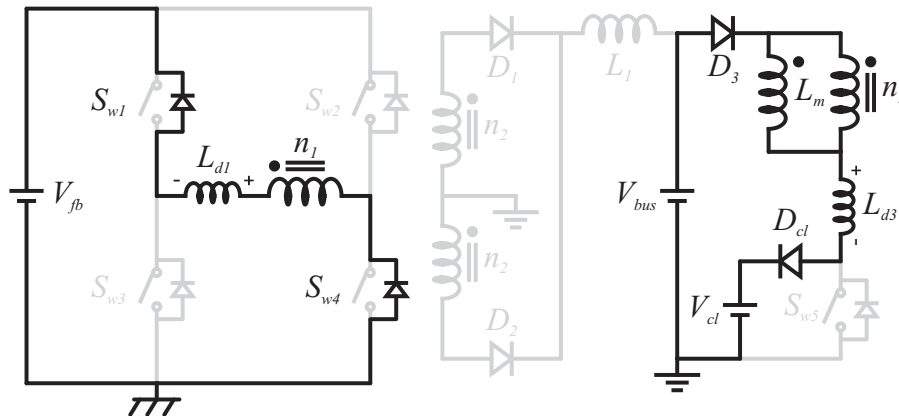


Figura 3.8 – Segunda etapa de operação da topologia.

Etapa 3 ( $t_2 \leq t < t_3$ ): A terceira etapa de operação é mostrada na Figura 3.9. Esta etapa inicia quando os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  e  $S_{w4}$  são bloqueados, pois a corrente que circula através deles cai a zero, e os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w2}$  e  $S_{w3}$  entram em condução. A corrente que circula por estes diodos cresce, pois a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do primário (3.17) continua negativa. Desta maneira, ocorre a inversão do sentido da corrente que circula pela indutância de dispersão do primário. A corrente que circula através do diodo do circuito grampeador continua decrescendo, pois a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do terciário (3.18) continua negativa, porém com derivada menor. Portanto, nesta etapa, a corrente magnetizante é gradativamente transferida do circuito grampeador para a saída do conversor, regenerando esta parcela de energia. A tensão aplicada sobre a indutância magnetizante é dada por (3.19). O tempo



durante o qual a corrente através da indutância  $L_{d3}$  leva para chegar a zero devido à tensão aplicada sobre ela, dado por (3.20), determina a duração desta etapa.

$$v_{L_{d1-3}} = \frac{v_{L_{m-3}}}{n} + V_{fb} \quad (3.17)$$

$$v_{L_{d3-3}} = V_{bus} - V_{cl} - v_{L_{m-3}} \quad (3.18)$$

$$v_{L_{m-3}} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) - n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \quad (3.19)$$

$$\Delta T_3 = \frac{-I_{bus-2} L_{d3}}{v_{L_{d3-3}}} \quad (3.20)$$

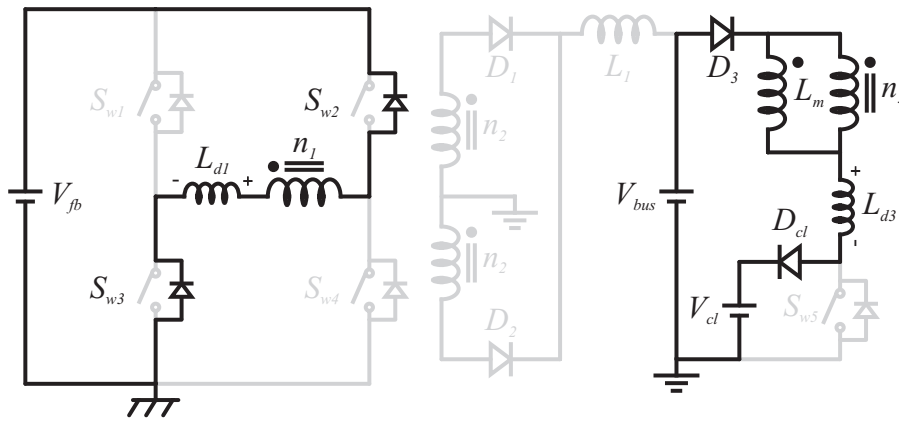


Figura 3.9 – Terceira etapa de operação da topologia.

Etapa 4 ( $t_3 \leq t < t_4$ ): A quarta etapa de operação é mostrada na Figura 3.10. Esta etapa inicia quando a corrente que circula através do diodo do circuito grameador cai a zero, fazendo com que o mesmo seja bloqueado. A corrente que circula pelos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w2}$  e  $S_{w3}$  decresce, pois a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do primário (3.21) torna-se positiva. A tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do terciário é igual a zero, como visto em (3.22). O processo de regeneração da energia acumulada na indutância magnetizante para a fonte  $V_{fb}$  continua. A tensão aplicada sobre a indutância magnetizante é dada por (3.23). O tempo durante o qual a corrente através da indutância  $L_{d1}$  leva para chegar a zero devido à tensão aplicada sobre ela, dado por (3.24), determina a duração desta etapa.

$$v_{L_{d1-4}} = \frac{n^2 L_{d1} V_{fb}}{n^2 L_{d1} + L_m} \quad (3.21)$$

$$v_{L_{d3-4}} = 0 \quad (3.22)$$

$$v_{L_m-4} = -\frac{nL_m V_{fb}}{n^2 L_{d1} + L_m} \quad (3.23)$$

$$\Delta T_4 = \frac{-I_{fb-3} L_{d1}}{v_{L_{d1}-4}} \quad (3.24)$$

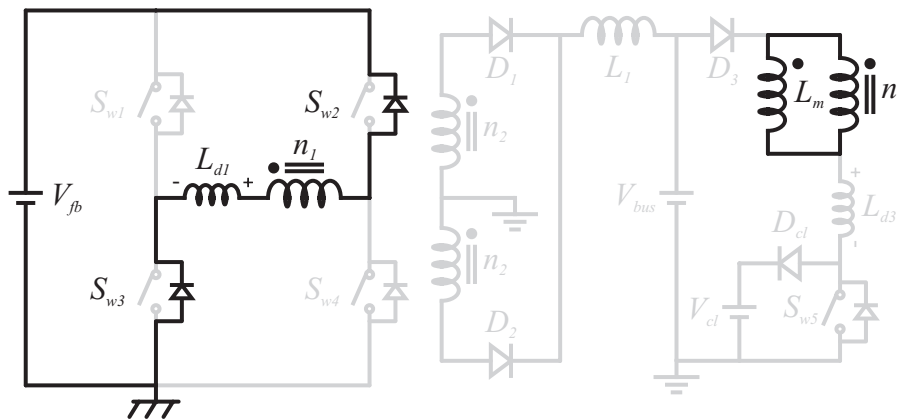


Figura 3.10 – Quarta etapa de operação da topologia.

Etapa 5 ( $t_4 \leq t < t_5$ ): Esta etapa inicia quando os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w2}$  e  $S_{w3}$  são bloqueados, pois a corrente que circula através deles cai a zero. Nesta etapa não há a circulação de corrente pelo conversor. As tensões aplicadas sobre as indutâncias magnetizante (3.25) e de dispersão do primário (3.26) e do terciário (3.27) são iguais a zero. Esta etapa termina quando o interruptor do conversor *forward double-ended* é acionado, dando início ao próximo período de operação. A sua duração é calculada através de (3.28).

$$v_{L_m-5} = 0 \quad (3.25)$$

$$v_{L_{d1}-5} = 0 \quad (3.26)$$

$$v_{L_{d3}-5} = 0 \quad (3.27)$$

$$\Delta T_5 = T_s - \Delta T_1 - \Delta T_2 - \Delta T_3 - \Delta T_4 \quad (3.28)$$

### 3.4.2 Formas de onda

Na Figura 3.11 são mostradas as formas de onda características do conversor *forward double-ended* operando em modo de condução descontínua, sendo elas em ordem descendente: corrente no interruptor do conversor *forward double-ended* ( $i_{S_{w5}}$ ), corrente no diodo do circuito grameador ( $i_{D_{cl}}$ ), corrente na indutância magnetizante ( $i_{L_m}$ ), corrente nos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  ( $-i_{S_{w1}}$ ) e  $S_{w2}$  ( $-i_{S_{w2}}$ ), tensão sobre a indutância

magnetizante ( $v_{L_m}$ ), tensão sobre a indutância de dispersão do enrolamento primário ( $v_{L_{d1}}$ ), tensão sobre a indutância de dispersão do enrolamento terciário ( $v_{L_{d3}}$ ). Os intervalos das 5 etapas de operação também são apresentados.

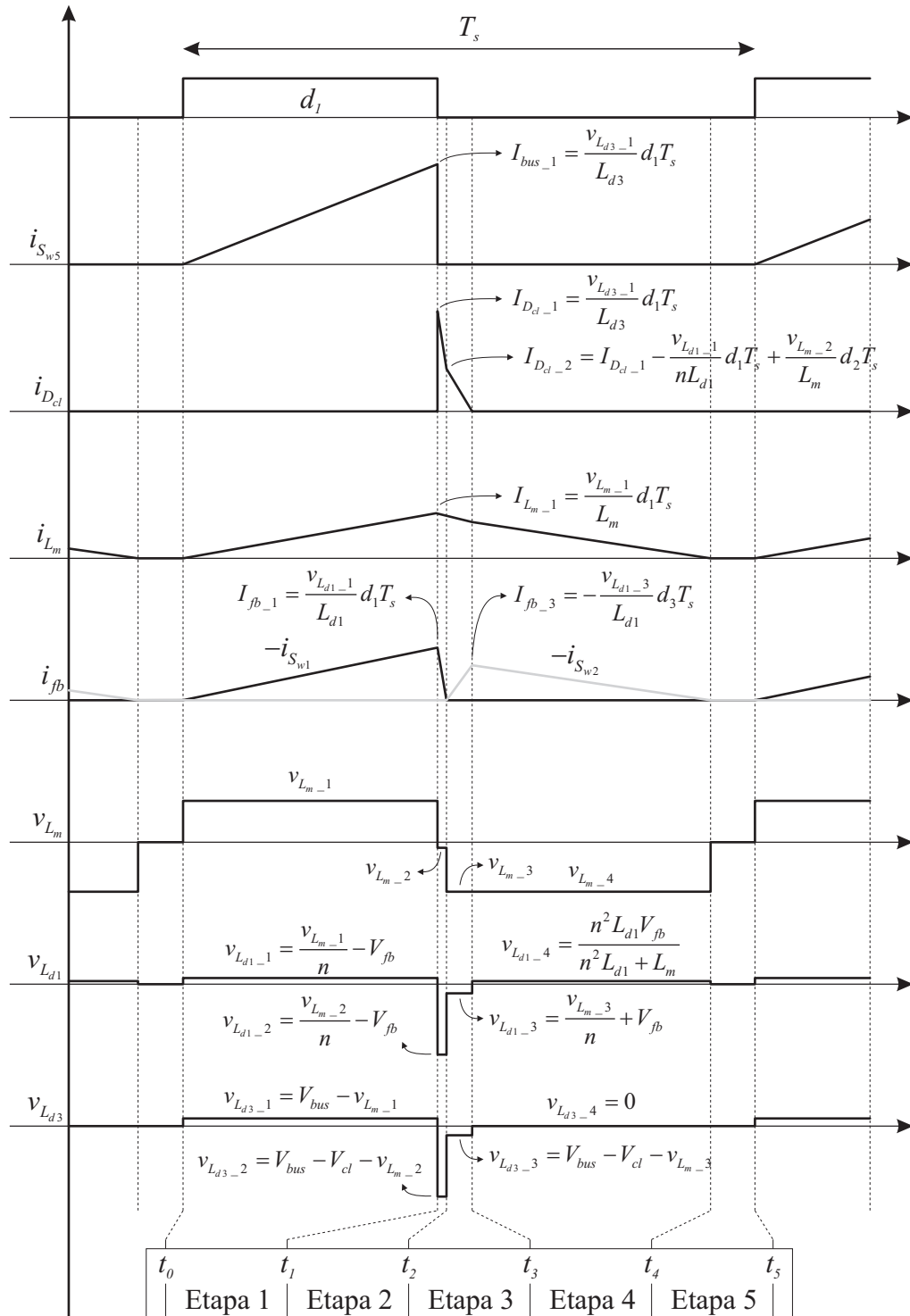


Figura 3.11 – Formas de onda do conversor *forward double-ended* com gramepeador passivo.

As formas de onda podem sofrer pequenas alterações com mudanças nos parâmetros do conversor, principalmente nas indutâncias do transformador como, por exemplo, alteração nos níveis das tensões sobre as indutâncias do transformador (valores próximos de zero podem inverter a polaridade) e, conseqüentemente, as derivadas das correntes podem mudar.

O fato de não existir um indutor na saída da ponte completa de diodos, como no conversor *forward* clássico, faz com que não exista uma etapa na qual todos os diodos estejam em condução. Isso ocorre, pois os diodos da diagonal contrária aos diodos em condução não são forçados a conduzir ao mesmo tempo, devido à inexistência de um indutor impondo corrente após a ponte de diodos. A corrente circulante em cada diagonal de diodos depende das tensões aplicadas sobre as indutâncias do transformador, do tempo de aplicação das tensões e do valor das indutâncias.

A entrada e saída de operação dos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  a  $S_{w4}$  ocorrem com comutações sobre zero de corrente e, portanto, sem perdas de comutação e de recuperação reversa nos diodos. Desta maneira, apenas as perdas em condução estão presentes. Nesta topologia, pode-se utilizar a técnica de retificação síncrona nos interruptores  $S_{w1}$  a  $S_{w4}$ , fazendo com que a corrente circule através de todo o dispositivo ao invés de circular somente pelos seus diodos intrínsecos, proporcionando elevação do rendimento do conversor devido às menores perdas resultantes da baixa resistência de condução dos interruptores. Para evitar perdas nas comutações dos interruptores, estes podem ser acionados instantes após os seus respectivos diodos intrínsecos entrarem em condução e serem bloqueados instantes antes dos diodos intrínsecos serem bloqueados.

### 3.4.3 Desvio da corrente magnetizante

Através da descrição das etapas de funcionamento, das formas de onda e do equacionamento do conversor *forward double-ended*, pode-se observar que uma parcela da corrente magnetizante é desviada para o circuito grampeador passivo dissipativo durante as etapas de operação 2 e 3, iniciando no momento do bloqueio do interruptor principal do conversor. Este fato é prejudicial, uma vez que uma parcela de energia que seria transferida para a saída e que pode ser significativa, é dissipada sob a forma de calor no resistor do grampeador, reduzindo o rendimento do conversor.

Este processo de desvio da corrente magnetizante para o circuito grampeador passivo dissipativo pode ser melhor analisado através da Figura 3.12. A Figura 3.12(a) e a Figura

3.12(b) mostram a corrente que circula através do circuito grampeador ( $i_{Dcl}$ ) e a corrente de saída do conversor *forward double-ended* ( $i_{fb}$ ), respectivamente.

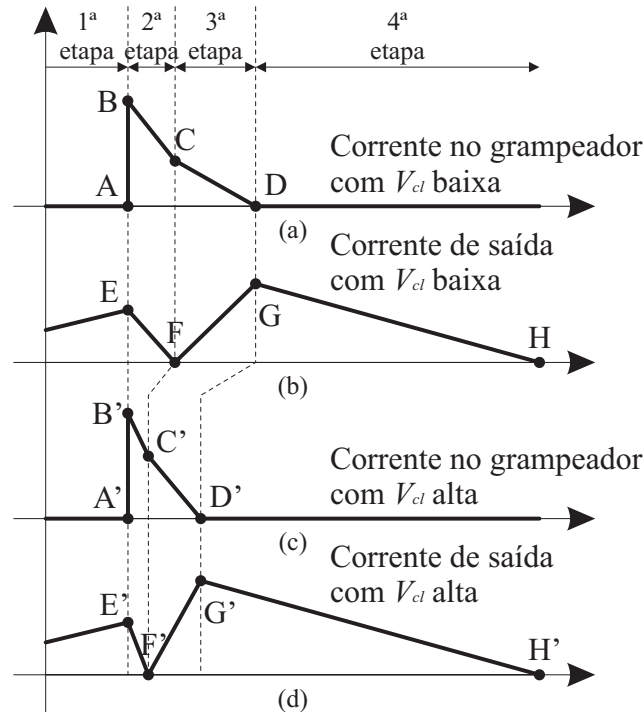


Figura 3.12 – Desvio da corrente magnetizante.

Na etapa 2, toda a corrente magnetizante e de saída refletida circulam pelo circuito grampeador. Na etapa 3, a corrente magnetizante é desviada para a saída do conversor, sendo que parte desta corrente circula pelo circuito grampeador e, outra parte, pela ponte de diodos. Ao final desta etapa, toda a corrente magnetizante circula pela ponte de diodos.

O circuito grampeador participa do processo de desmagnetização, pois sua tensão é aplicada sobre os enrolamentos do transformador e uma determinada quantidade de corrente circula por ele. A tensão do circuito grampeador não apresenta grande impacto sobre o tempo de desmagnetização total, porém afeta o tempo de duração das etapas 2 e 3, e as perdas no circuito grampeador, como mostrado na sequência.

No momento do bloqueio do interruptor do conversor *forward double-ended*, uma tensão negativa é aplicada sobre a indutância de dispersão do primário. Esta tensão é dada por

$$v_{L_{d1}} = \left( V_{bus} - V_{cl} - v_{L_{d3}} \right) \frac{n_1}{n_3} - V_{fb}. \quad (3.29)$$

Como a tensão sobre a indutância de dispersão do terciário e as tensões do barramento e do conversor *full-bridge* são praticamente constantes, observa-se que quanto maior for a

tensão do circuito grameador, maior será a tensão reversa aplicada sobre a indutância de dispersão do primário, e vice-versa.

Quando a tensão do circuito grameador tem valor baixo, Figura 3.12(a) e Figura 3.12(b), a derivada decrescente de corrente sobre a indutância de dispersão do primário também é pequena, sendo necessário mais tempo para levar a zero a corrente que circula pela mesma e, posteriormente, inverter o seu sentido. Durante este tempo, as correntes magnetizante e de saída refletida são totalmente desviadas para o circuito grameador. Quando a corrente que circula pela indutância de dispersão do primário cai a zero, dando início à etapa 3, esta continua decrescendo, pois os diodos da diagonal oposta entram em operação, fornecendo caminho para a circulação da corrente. Nesta etapa, a corrente magnetizante começa a se transferir para a saída do conversor, porém parte dela ainda circula pelo circuito grameador. O tempo desta transferência é determinado pela tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do terciário, dada por

$$v_{L_{d3}} = V_{bus} - V_{cl} - \left( v_{L_{d1}} - V_{fb} \right) \frac{n_3}{n_1}. \quad (3.30)$$

Como a tensão é reduzida, pois foi assumido que a tensão do circuito grameador tem valor baixo, a derivada de corrente sobre a indutância de dispersão do terciário é pequena, levando mais tempo para zerar a corrente sobre o circuito grameador e transferir toda a corrente magnetizante para a saída do conversor. Portanto, a corrente desviada para o circuito grameador, delimitada pelos pontos ABCD na Figura 3.12(a) é grande e a corrente entregue para a carga, delimitada pelos pontos EFGH na Figura 3.12(b), acaba por ser reduzida.

Quanto maior for a tensão do circuito grameador, maior será a tensão reversa aplicada sobre a indutância de dispersão do primário na etapa 2 e sobre a indutância de dispersão do terciário na etapa 3. Logo, maiores serão as derivadas decrescentes das correntes que circulam por estas indutâncias. Conseqüentemente, menor será o tempo necessário para ocorrer a inversão da corrente que circula pelo primário e também para zerar a corrente que circula pelo circuito grameador. Portanto, quando a tensão do circuito grameador é elevada, a corrente desviada para o circuito grameador, delimitada pelos pontos A'B'C'D' na Figura 3.12(c) é pequena e a corrente entregue para a carga, delimitada pelos pontos E'F'G'H' na Figura 3.12(d), acaba por ser aumentada. A Figura 3.12(c) e a Figura 3.12(d) mostram a corrente que circula através do circuito grameador ( $i_{Dcl}$ ) e a corrente de saída do conversor *forward double-ended* ( $i_{fb}$ ), respectivamente, com uma tensão elevada do circuito grameador.

Desta maneira, pode-se concluir que, quanto maiores os tempos gastos para inverter a corrente no enrolamento primário e zerar a corrente que circula pelo circuito grameador,

maior parcela da corrente magnetizante é desviada para o circuito grampeador. Uma análise detalhada dos fatores que afetam a quantidade de energia dissipada no circuito grampeador é realizada na seção 4.2.3. Por outro lado, como a tensão aplicada em  $S_{w5}$  é a tensão do circuito grampeador, quanto maior for esta tensão, maior deve ser a tensão suportada por  $S_{w5}$ . Portanto, existe um compromisso entre esses fatores.

Este problema do desvio da corrente magnetizante não é exclusividade do conversor *forward double-ended* estudado. Topologias do conversor *flyback* e *forward*, tanto clássicas quanto modificadas, também apresentam este problema. Como exemplo, o conversor *flyback* que emprega duas chaves na entrada e um grampeamento a diodos [60], apresenta questão semelhante. Porém, enquanto a indutância de dispersão do transformador do conversor *forward double-ended* estudado deve ter valor baixo e a tensão do grampeador deve ter valor elevado para reverter rapidamente o sentido da corrente e desviar menor parcela da corrente magnetizante para o circuito de grampeamento dissipativo, a indutância de dispersão do transformador do conversor *flyback* deve ter valor baixo e a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão deve ter valor elevado para que menor parcela da corrente magnetizante seja entregue para a fonte de entrada e maior parcela para a saída do conversor. No conversor *forward* clássico, a tensão do circuito grampeador deve ter valor elevado para que o diodo de roda livre e o diodo em série com o enrolamento de desmagnetização sejam acionados mais rapidamente, diminuindo a energia dissipada no grampeador.

Para minimizar este problema de dissipação da energia desviada para o circuito grampeador na topologia do conversor *forward double-ended* estudado, uma possível solução é substituição do circuito grampeador passivo dissipativo por outros tipos de circuitos grampeadores. Desta maneira, a próxima seção aborda o conversor *forward double-ended* com um circuito grampeador passivo regenerativo proposto que visa minimizar a energia magnetizante dissipada no resistor do grampeador.

### **3.5 Conversor *forward double-ended* com grampeador passivo regenerativo**

Utilizando os mesmos componentes do grampeador passivo dissipativo mostrado anteriormente e com a mudança de um dos pontos de conexão do resistor, é possível modificar o grampeador de maneira que parte da energia desviada seja devolvida para o barramento CC da microrrede (fonte de entrada do conversor) e uma parcela inferior seja dissipada no resistor. Por este motivo o grampeador também pode ser chamado de passivo semi-regenerativo. A topologia deste conversor proposto resultante é mostrada na Figura 3.13.

Um dos terminais do resistor continua conectado entre o capacitor e o diodo do grampeador, enquanto que o outro terminal é conectado entre o barramento CC e o diodo em série com o enrolamento terciário, permitindo que a energia seja regenerada para o barramento CC.

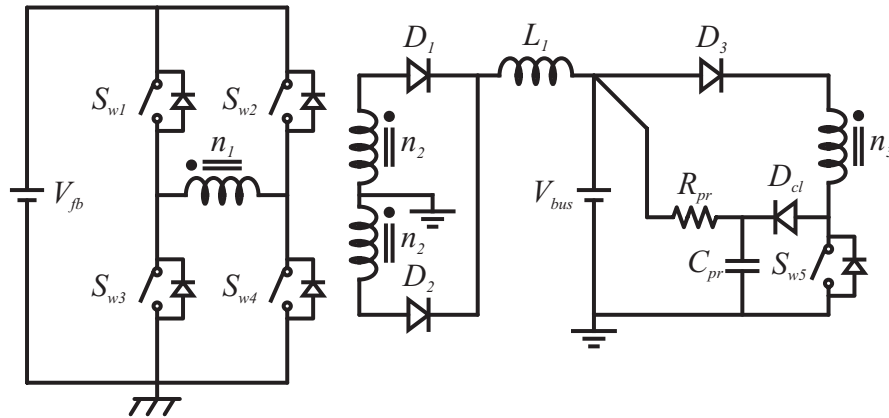


Figura 3.13 – Conversor *forward double-ended* com grampeador passivo regenerativo.

Comparada à topologia do conversor com grampeador passivo dissipativo, para um mesmo valor de resistor a tensão sobre o capacitor do circuito grampeador nesta nova topologia aumenta, porém a tensão média aplicada sobre o resistor é menor, resultando em menores perdas sobre o mesmo. A tensão sobre o resistor é dada pela diferença entre a tensão do circuito grampeador (medida sobre o capacitor) e a tensão do barramento CC. Estas características são melhor detalhadas na subseção 4.2.5 que mostra o procedimento de projeto do grampeador passivo regenerativo, incluindo gráficos obtidos através de simulações do conversor empregando ambos os circuitos grampeadores discutidos.

As etapas de operação do conversor *forward double-ended* com grampeador passivo regenerativo são muito similares comparadas às etapas de operação do conversor *forward double-ended* com circuito grampeador passivo dissipativo e, portanto, não são apresentadas. As únicas diferenças são os níveis de tensão sobre o capacitor e o resistor do circuito grampeador e, conseqüentemente, a duração das etapas é ligeiramente diferente.

### 3.6 Conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo

Com o objetivo de eliminar a dissipação de energia sobre o resistor do circuito grampeador, esta seção aborda o conversor *forward double-ended* empregando um circuito grampeador ativo regenerativo. Neste caso, a inclusão de um interruptor adicional ao conversor é necessária.



A topologia clássica do conversor *forward* com grampeamento ativo utiliza grampeador do tipo *flyback* ou do tipo *boost*, como pode ser visto em [61]-[62]. Entretanto, estas topologias não podem ser empregadas no conversor estudado, pois em uma das etapas de operação ocorre a entrega da energia armazenada no capacitor do grampeador para a fonte de entrada. Como no conversor estudado é necessária a presença de um diodo em série com a fonte de entrada (barramento CC), devido a uma etapa de operação do conversor *full-bridge*, estas topologias ficam impossibilitadas.

Partindo para a utilização de dois interruptores, topologias como o conversor *forward* com dois interruptores, *forward* assimétrico e *half-bridge* assimétrico surgem como alternativas. Entretanto, em todos estes casos também existe uma etapa de devolução de energia para a fonte de entrada, como pode ser visto em [63]-[65], impossibilitando suas aplicações. O mesmo ocorre em conversores *flyback* com grampeamento ativo [66]-[68].

Desta maneira, propõe-se a utilização do conversor *forward double-ended* com a adição de um circuito grampeador ativo regenerativo que permite a devolução da energia armazenada no capacitor do grampeador para a fonte de entrada, sem que a corrente tenha que circular pelo diodo série. A Figura 3.14 ilustra a topologia do conversor *forward double-ended* proposto. Basicamente, o resistor dos grampeadores passivos é substituído por um interruptor, um diodo e um indutor, conectado entre o barramento CC e o diodo em série com o enrolamento terciário.

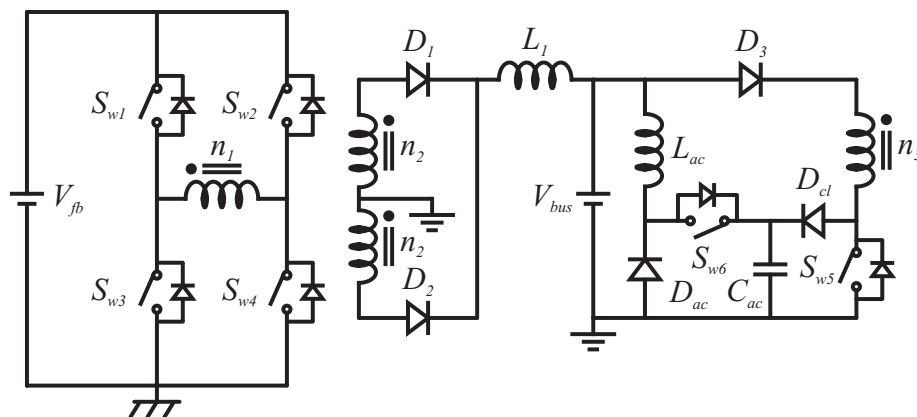


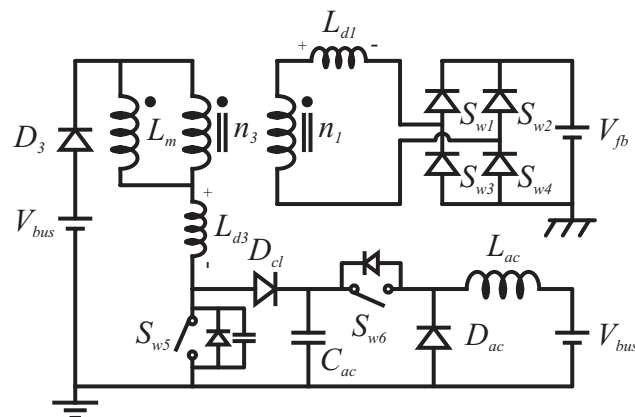
Figura 3.14 – Conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo.

### 3.6.1 Princípio de operação

Para analisar o conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo em regime permanente em modo de condução descontínua, são feitas algumas considerações:

- As tensões de entrada ( $V_{bus}$ ) e saída ( $V_{fb}$ ) são constantes em um período de comutação;
- Cada enrolamento do transformador apresenta uma indutância de dispersão associada;
- A indutância magnetizante do transformador é colocada em paralelo ao seu enrolamento terciário;
- O interruptor principal do conversor *forward double-ended* apresenta uma capacitância intrínseca, sendo os demais interruptores utilizados considerados com características ideais. Esta capacitância intrínseca é inserida para analisar a diferença no comportamento do conversor com e sem a sua consideração, como foi feito na subseção 3.4.1, para o conversor *forward double-ended* com grampeador passivo dissipativo.

A Figura 3.15 apresenta a mesma topologia do conversor com grampeador ativo regenerativo, porém destaca o conversor *forward double-ended* eliminando o secundário do transformador e o seu circuito associado (os quais não têm função no processo de carga), substituindo os interruptores do conversor *full-bridge* por seus diodos em antiparalelo, e inserindo as indutâncias magnetizante e de dispersão dos enrolamentos primário e terciário do transformador. A fonte de entrada ( $V_{bus}$ ) é mostrada duas vezes, porém representa o mesmo elemento. As etapas de operação do conversor são apresentadas na sequência.



**Figura 3.15 – Conversor *forward double-ended* com grampeador ativo redesenhado.**

Etapa 1 ( $t_0 \leq t < t_1$ ): A primeira etapa de operação é mostrada na Figura 3.16. Esta etapa inicia quando o interruptor do conversor *forward double-ended* entra em condução. Os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  e  $S_{w4}$  também entram em condução, pois estão diretamente polarizados. Tensões positivas são aplicadas nas indutâncias magnetizante e de dispersão do primário e do terciário do transformador, fazendo com que as correntes sobre estas cresçam.

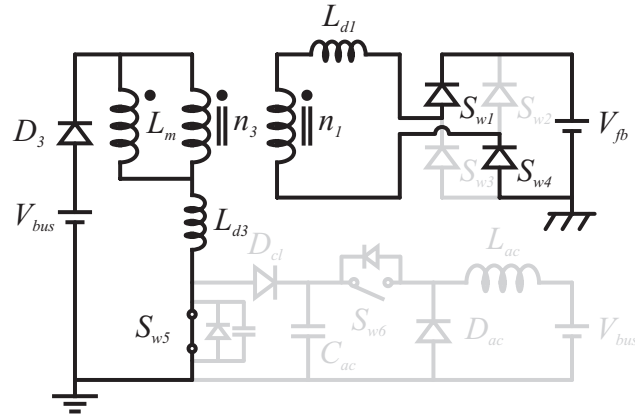


Figura 3.16 – Primeira etapa de operação da topologia.

Etapa 2 ( $t_1 \leq t < t_2$ ): A segunda etapa de operação é mostrada na Figura 3.17. Esta etapa inicia quando o interruptor do conversor *forward double-ended* é bloqueado e, conseqüentemente, a corrente que circulava pelo interruptor (que inclui toda a corrente magnetizante) é desviada para o capacitor intrínseco do mesmo. Desta maneira, a tensão sobre este capacitor cresce, enquanto que as tensões aplicadas sobre os enrolamentos primário e terciário do transformador decrescem. A corrente que circula pelos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  e  $S_{w4}$  decresce, pois a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do primário torna-se negativa.

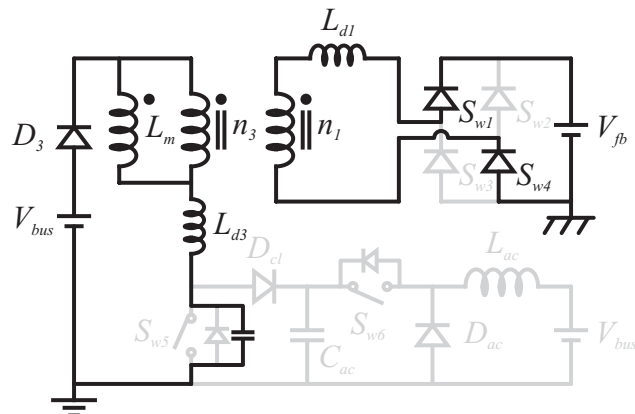


Figura 3.17 – Segunda etapa de operação da topologia.

Etapa 3 ( $t_2 \leq t < t_3$ ): A terceira etapa de operação é mostrada na Figura 3.18. Esta etapa inicia quando os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  e  $S_{w4}$  são bloqueados, pois a corrente que circula através deles cai a zero, interrompendo o fluxo de corrente nos enrolamentos primário e terciário do transformador. A tensão sobre o capacitor intrínseco do interruptor do conversor *forward double-ended* continua a crescer. A tensão aplicada ao primário do transformador também cresce, porém com polaridade invertida. A passagem para



assumindo a corrente que circulava pelo capacitor intrínseco do interruptor do conversor *forward double-ended*. Esta corrente decresce, pois uma tensão negativa é aplicada sobre a indutância de dispersão do terciário. A corrente que circula pelos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w2}$  e  $S_{w3}$  continua a crescer, pois a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do primário continua negativa.

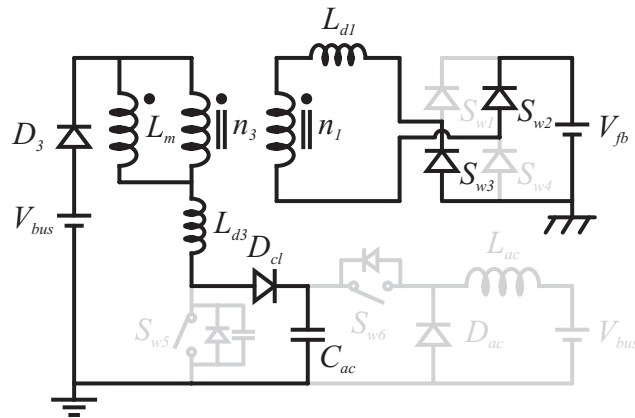


Figura 3.20 – Quinta etapa de operação da topologia.

Etapa 6 ( $t_5 \leq t < t_6$ ): A sexta etapa de operação é mostrada na Figura 3.21. Esta etapa inicia quando a corrente que circula através do diodo do circuito grameador cai a zero, fazendo com que o mesmo seja bloqueado. A corrente que circula pelos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w2}$  e  $S_{w3}$  decresce, pois a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do primário torna-se positiva.

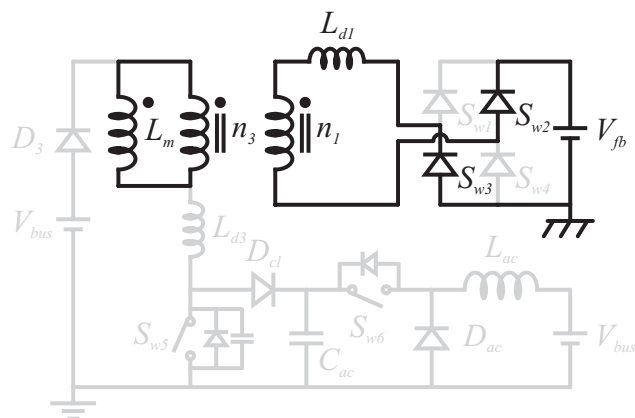
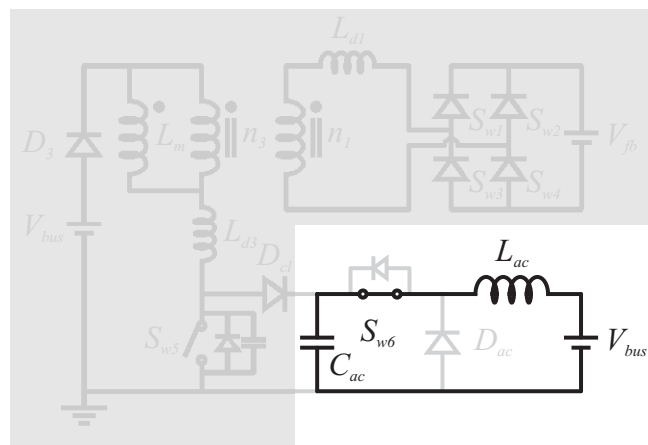


Figura 3.21 – Sexta etapa de operação da topologia.

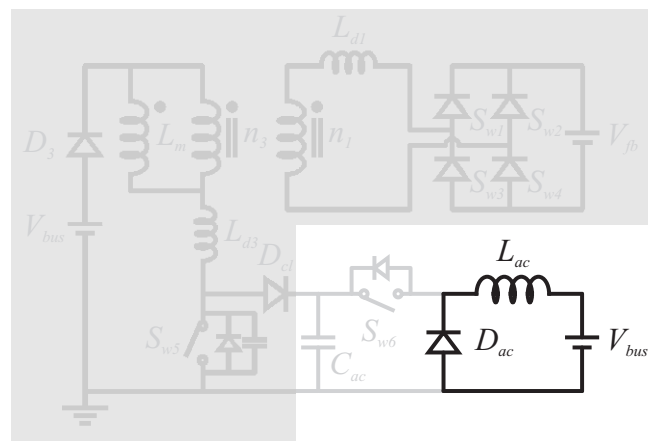
Etapa 7 ( $t_6 \leq t < t_7$ ): Esta etapa inicia quando os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w2}$  e  $S_{w3}$  são bloqueados, pois a corrente que circula através deles cai a zero. Nesta etapa não

há a circulação de corrente pelo conversor. Esta etapa termina quando o interruptor do conversor *forward double-ended* é acionado, dando início ao próximo período de operação.

A regeneração da energia armazenada no capacitor do circuito grameador ativo para a fonte de entrada (barramento CC da microrrede) pode ser realizada durante qualquer etapa de funcionamento do conversor, através do acionamento do interruptor  $S_{w6}$ . Este processo ocorre em duas etapas, sendo que na primeira etapa a corrente é devolvida para o barramento através do interruptor  $S_{w6}$  e do indutor  $L_{ac}$  (Figura 3.22) e, na segunda etapa, a corrente é devolvida para o barramento através do diodo de roda livre  $D_{ac}$  e do indutor  $L_{ac}$  (Figura 3.23).



**Figura 3.22 – Primeira etapa de operação da regeneração de energia.**



**Figura 3.23 – Segunda etapa de operação da regeneração de energia.**

Como o processo de regeneração de energia é independente das etapas de operação do conversor *forward double-ended*, as etapas regenerativas podem ocorrer dentro de uma mesma etapa do conversor, podem iniciar em uma etapa de operação e terminar em outra, e podem, inclusive, ter duração maior do que um período de comutação do conversor, se a razão cíclica do interruptor  $S_{w6}$  for elevada ou se a sua frequência de comutação for reduzida.

### 3.6.2 Formas de onda

Na Figura 3.24 são mostradas as formas de onda características do conversor *forward double-ended* operando em modo de condução descontínua, sendo elas em ordem decendente: corrente no barramento CC ( $i_{bus}$ ), corrente no indutor do circuito grampeador ativo ( $i_{Lac}$ ), corrente no capacitor intrínseco do interruptor  $S_{w5}$  ( $i_{Sw5c}$ ), corrente no diodo do circuito grampeador ( $i_{Dcl}$ ), corrente nos diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{w1}$  ( $-i_{Sw1}$ ) e  $S_{w2}$  ( $-i_{Sw2}$ ), tensão sobre a indutância de dispersão do enrolamento primário ( $v_{Ld1}$ ), tensão sobre o interruptor e capacitor intrínseco do conversor *forward* ( $v_{Sw5}$ ) e tensão sobre o capacitor do circuito grampeador ativo ( $v_{Cac}$ ). Os intervalos de tempo das etapas de operação 1, 6 e 7 do conversor também são apresentados.

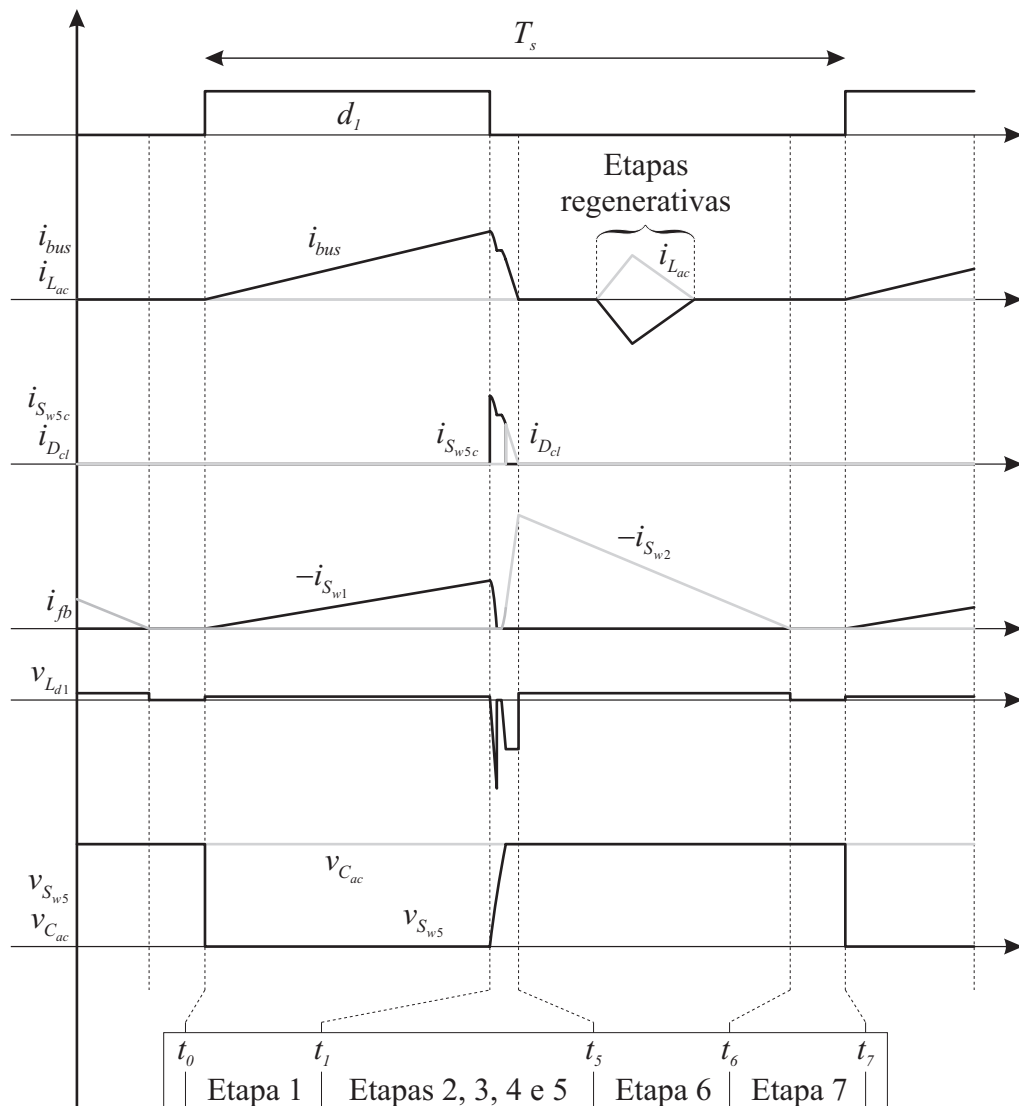
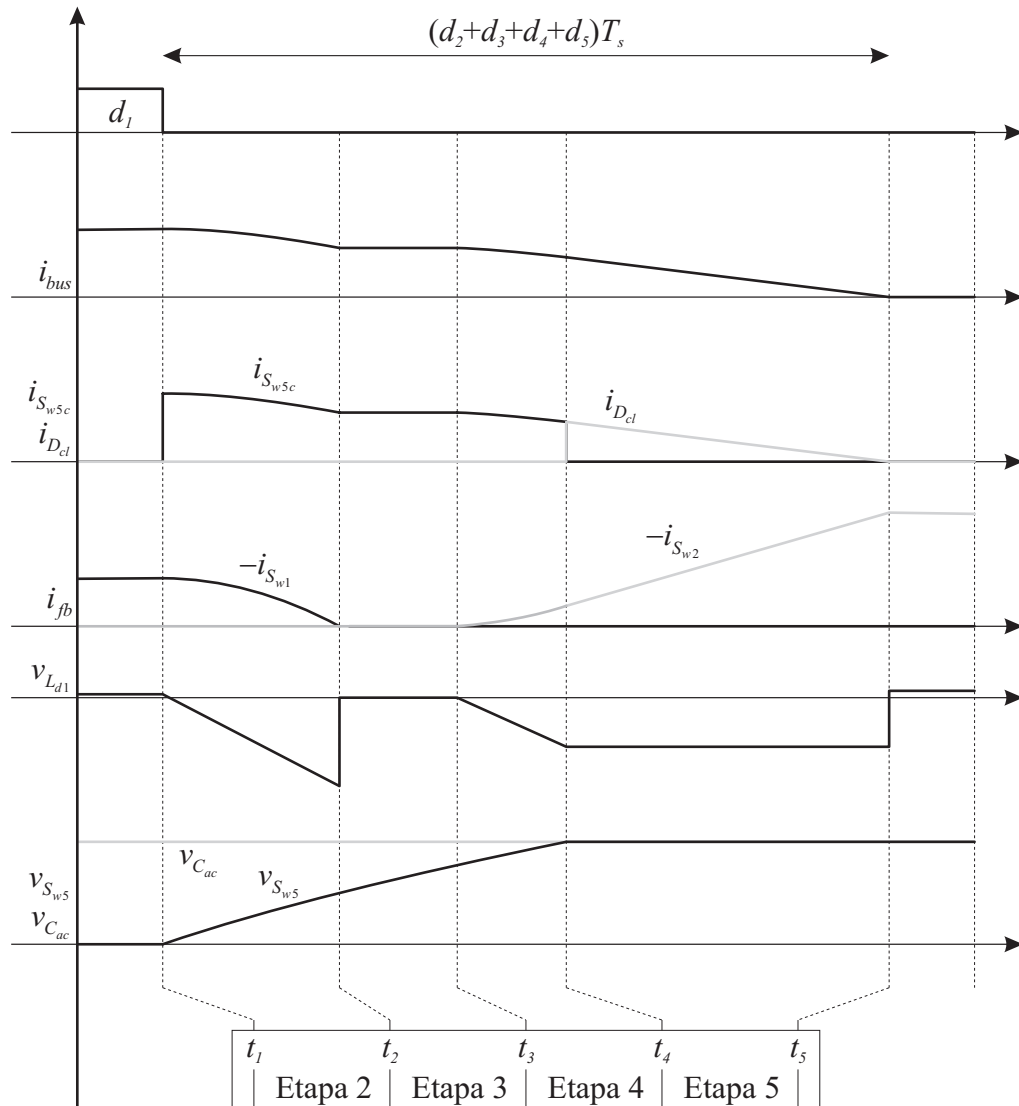


Figura 3.24 – Formas de onda do conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo, etapas 1, 6 e 7.

As duas etapas regenerativas são delimitadas Figura 3.24, sendo que neste caso elas ocorrem durante a sexta etapa de operação do conversor para facilitar a visualização devido à longa duração desta etapa.

A Figura 3.25 mostra as mesmas formas de onda, porém ampliando e dando destaque para as etapas de operação 2, 3, 4 e 5, as quais possuem curta duração.



**Figura 3.25 – Formas de onda do conversor *forward double-ended* com grameador ativo regenerativo, etapas 2, 3, 4 e 5.**

Novamente, a exemplo do que ocorre com os demais circuitos grameadores aplicados ao conversor *forward double-ended*, as formas de onda podem sofrer pequenas alterações com mudanças nos parâmetros do conversor.

Considerando a operação ideal (sem perdas) dos elementos do circuito grameador ativo regenerativo aplicado ao conversor *forward double-ended*, pode-se afirmar que toda a



energia desviada para o circuito grampeador é regenerada para a fonte de entrada, eliminando a dissipação de energia sobre resistores.

O projeto e implementação dos circuitos grampeadores estudados são apresentados nos próximos capítulos.

### 3.7 Inserção do conversor bidirecional ou conversor *boost*

Conforme comentado anteriormente, um conversor CC-CC bidirecional pode ser adicionado à entrada do conversor *full-bridge*, como mostrado na Figura 3.4, trazendo diversas vantagens para a topologia integrada proposta, sendo estudado nesta seção.

No modo de descarga do elemento de armazenamento de energia, o conversor bidirecional tem como objetivo manter constante a corrente fornecida pelo elemento de armazenamento e elevar sua tensão para a entrada do conversor *full-bridge*. Desta maneira, consegue-se aumentar a vida útil das baterias, devido à pequena ondulação de corrente imposta; aproveitar uma maior parcela da energia armazenada no supercapacitor, pois é possível atingir níveis de tensão mais baixos; e reduzir os níveis de corrente nos interruptores da ponte completa do conversor *full-bridge*.

Além disso, o rendimento do conversor bidirecional não é comprometido devido a ganhos de tensão elevados e a viabilidade de implementação do conversor *full-bridge* é garantida, o que poderia não ocorrer caso fosse desejado atingir níveis reduzidos de tensão no supercapacitor, devido à elevada perda de razão cíclica provocada pelo baixo nível de tensão de entrada a que o conversor *full-bridge* estaria submetido (necessitando elevar a relação de transformação ou reduzir muito a frequência de comutação).

No modo de carga do elemento de armazenamento de energia, o conversor bidirecional tem como objetivo manter constante a corrente fornecida e realizar a função de pós-regulação de tensão, ou seja, ajustar o nível de tensão desejado no elemento de armazenamento de energia. Desta maneira, a tensão de saída do conversor *forward double-ended* pode variar dentro de uma faixa específica em busca de rendimentos mais altos, caso possível. Outra possibilidade é operar com  $S_{bid1}$  acionado e  $S_{bid2}$  bloqueado, atuando como um filtro passa-baixas, eliminando as perdas de comutação de ambos os interruptores, uma vez que o próprio conversor *forward double-ended* é capaz de regular a tensão de saída desejada.

Considerando este último caso, ao invés de utilizar um conversor bidirecional pode-se utilizar um conversor *boost* de entrada com um relé em paralelo ao diodo do conversor *boost*, uma vez que o interruptor  $S_{bid1}$  não é comutado em alta frequência no modo de carga e pode

ser substituído por um diodo no modo de descarga, portanto eliminando um interruptor da topologia. A topologia proposta com a inserção do conversor *boost* de entrada é mostrada na Figura 3.26, sem a presença dos circuitos grameadores. Desta maneira, no modo de descarga o relé é mantido bloqueado e a corrente flui através de  $D_b$ , enquanto que no modo de carga a corrente flui através do relé, o qual é mantido acionado. Esta configuração é escolhida nesta Tese, por eliminar um interruptor e facilitar a implementação do conversor.

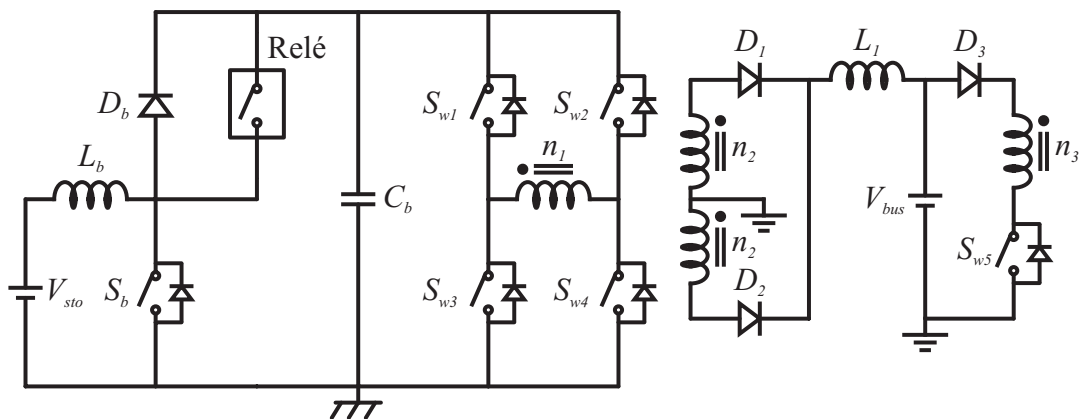


Figura 3.26 – Topologia do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* com conversor *boost*.

O nível da tensão de saída do conversor bidirecional ou *boost* deve ser analisado cuidadosamente levando em consideração parâmetros como nível de corrente, nível de tensão e custo dos interruptores, perda de razão cíclica do conversor *full-bridge*, e rendimento do conversor bidirecional ou *boost*, sendo abordado no próximo capítulo.

### 3.8 Conclusão

O capítulo 3 dedicou-se ao estudo do conversor proposto para utilização no sistema de armazenamento de energia da microrrede. O conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* foi proposto como alternativa ao conversor DAB, largamente utilizado em sistemas de armazenamento de energia em microrredes, tendo como vantagens a redução do número de dispositivos ativos e a redução na ondulação de corrente na entrada e saída do conversor, além de ser apropriado para aplicações com níveis de potência diferentes no fluxo bidirecional. Comparado às topologias individuais dos conversores *full-bridge* e *forward* clássicos, o conversor proposto proporciona redução de 1 transformador, 2 diodos e 1 indutor.

O modo de descarga do elemento de armazenamento é realizado por um conversor *full-bridge* clássico, sendo que suas principais equações foram apresentadas. O modo de carga

do elemento de armazenamento, realizado por um conversor *forward double-ended* sem indutor de saída, foi estudado em detalhes por apresentar contribuições inéditas. Três circuitos grampeadores, sendo dois passivos e um ativo foram analisados. Além disso, um estudo detalhado do desvio da corrente magnetizante para o circuito grampeador que ocorre na segunda e na terceira etapas de operação do conversor foi realizado, onde se constatou que tensões elevadas no circuito grampeador conseguem minimizá-lo, reduzindo a duração destas etapas.

Duas novas topologias de conversor *forward double-ended* sem indutor de saída, uma incluindo um circuito grampeador passivo regenerativo e outra incluindo um circuito grampeador ativo regenerativo foram propostas, as quais regeneram parte ou toda a energia (idealmente) desviada para o circuito grampeador, elevando o rendimento do conversor comparado ao conversor com grampeador passivo dissipativo.

Por fim, pode-se concluir que a inclusão do conversor bidirecional ou conversor *boost* proporciona melhor aproveitamento da energia armazenada no supercapacitor, prolongamento da vida útil do elemento de armazenamento, principalmente das baterias, redução do nível de corrente dos interruptores do conversor *full-bridge*, garantia de viabilidade de implementação, otimização do projeto do conversor *full-bridge* e melhoria do rendimento do conversor *forward double-ended*.

## Capítulo 4

### Metodologia de projeto e análise

#### 4.1 Introdução

Este capítulo apresenta questões específicas a respeito do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto. Inicialmente, a metodologia de projeto do conversor, incluindo transformador, níveis de tensão, circuitos grampeadores, indutores, entre outros é apresentada. Na sequência, um exemplo de projeto realizado de acordo com a metodologia proposta e dos parâmetros considerados para a aplicação é mostrado. O processo de obtenção do modelo CC (ganho estático) do conversor *forward double-ended* integrante do conversor proposto, bem como a comprovação da equação resultante são apresentados na sequência. Após, uma análise comparativa entre o conversor proposto e o conversor DAB, por ser o conversor mais utilizado para aplicações semelhantes é realizada. Por fim, a conclusão do capítulo é apresentada.

#### 4.2 Metodologia de projeto

Esta seção apresenta a metodologia de projeto do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto, incluindo o conversor *boost* de entrada, o qual é apresentado na Figura 3.26. Os três circuitos grampeadores apresentados no capítulo anterior (passivo dissipativo, passivo regenerativo e ativo regenerativo) também são projetados. Dentre os parâmetros a serem projetados pode-se citar a relação de transformação entre os enrolamentos do transformador, a frequência de comutação dos interruptores, os níveis de tensão utilizados, os elementos dos circuitos grampeadores e os indutores do conversor. O projeto destas variáveis depende dos parâmetros desejados para a topologia, os quais estão apresentados na Tabela 4-1. Na sequência, uma análise detalhada destas variáveis de projeto é realizada. O exemplo de projeto do conversor para a aplicação desejada é apresentado na seção 4.3.

**Tabela 4-1 - Parâmetros do conversor.**

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão nominal do elemento de armazenamento de energia	$V_{sto}$	48 V
Mínima tensão do elemento de armazenamento de energia	$V_{sto\_min}$	24 V
Tensão de carga do elemento de armazenamento de energia	$V_{charg}$	50-55 V
Tensão do barramento CC	$V_{bus}$	400 V
Máxima potência de descarga	$P_{disch}$	1,4 kW
Potência de carga	$P_{ch}$	100 W
Máxima tensão do interruptor do conversor <i>forward</i>	$V_{Sw5\_máx}$	1200 V

#### 4.2.1 Projeto do transformador

O projeto do transformador consiste na definição da relação de transformação entre os três enrolamentos, da sua frequência de operação, do nível de tensão aplicado aos enrolamentos e da potência de operação. Como a potência do conversor e a tensão aplicada aos enrolamentos secundário e terciário são previamente definidas pela aplicação, resta projetar os demais parâmetros, sendo que a tensão aplicada no enrolamento primário do transformador corresponde ao nível de tensão de entrada do conversor *full-bridge*, que coincide com a tensão de saída do conversor *boost*.

A relação de espiras entre os enrolamentos terciário e primário do transformador deve ser inferior à razão entre  $V_{bus}$  e  $V_{charg}$  (tensão necessária para o processo de carga) como mostrado em (4.1), de maneira a possibilitar a conversão de tensão do nível do barramento CC para o nível de tensão da carga do elemento de armazenamento.

$$\frac{n_3}{n_1} < \frac{V_{bus}}{V_{charg}} \quad (4.1)$$

A relação de espiras entre os enrolamentos terciário e primário deve ainda ser tal que a soma da tensão refletida ao terciário na operação *full-bridge* com a tensão do barramento CC seja inferior à tensão máxima do interruptor do conversor *forward double-ended*, como mostra a equação (4.2), pois este valor de tensão será aplicado sobre o capacitor do circuito grameador do conversor *forward double-ended* na operação *full-bridge*. Isolando a relação de espiras em (4.2), obtém-se (4.3).

$$V_{fb} \frac{n_3}{n_1} + V_{bus} < V_{Sw5\_max} \quad (4.2)$$

$$\frac{n_3}{n_1} < \frac{V_{Sw5\_max} - V_{bus}}{V_{fb}} \quad (4.3)$$

A relação de espiras entre os enrolamentos terciário e secundário deve ser superior a 1, de maneira a impedir a circulação de corrente pelo diodo  $D_1$  (diodo superior do secundário do conversor *full-bridge*) durante a primeira etapa de operação do conversor *forward double-ended*. Caso esta relação seja inferior a 1, o diodo em questão será diretamente polarizado e entrará em condução ( $n_2-D_1-L_1-V_{bus}$ ) durante toda a primeira etapa, a qual possui longa duração, resultando em perdas adicionais ao conversor. Além desta relação ser superior a 1, deverá ser tal que não provoque a polarização direta do diodo  $D_2$  (diodo inferior do secundário do conversor *full-bridge*), que passará a conduzir corrente ( $n_2-D_2-L_1-V_{bus}$ ) durante as etapas de operação do conversor *forward double-ended* nas quais há uma tensão negativa aplicada sobre o enrolamento terciário (segunda e terceira etapas), devido à presença do circuito grampeador com tensão oposta à tensão da fonte de entrada. Assim, esta relação deve obedecer à equação (4.4). Esta restrição pode ser desrespeitada caso seja vantajoso para o conversor em termos de rendimento, uma vez que as perdas devido à condução do diodo  $D_2$  são reduzidas, dado o baixo nível da corrente circulante e a curta duração das etapas 2 e 3.

$$\frac{n_3}{n_2} > \frac{V_{cl} - V_{bus}}{V_{bus}} \quad (4.4)$$

Portanto, observa-se que a quantidade de espiras de cada enrolamento do transformador deve respeitar a relação

$$1 < \frac{n_2}{n_1} < \frac{n_3}{n_1} < \frac{V_{bus}}{V_{charg}}. \quad (4.5)$$

A relação de espiras entre os enrolamentos secundário e primário deve ser tal que possibilite a elevação da tensão do nível de entrada do conversor *full-bridge* para o nível do barramento CC, de acordo com a equação (4.6), obtida através de (3.1).

$$\frac{n_2}{n_1} > \frac{V_{bus}}{V_{fb}} \cdot \frac{1}{d_{ef}} \quad (4.6)$$

O projeto da relação  $n_2/n_1$  está relacionado à razão cíclica efetiva do conversor e, consequentemente, à sua perda de razão cíclica. Esta, por sua vez, está relacionada com a frequência de comutação, o nível de tensão de entrada, a relação de transformação, além da potência de saída e da indutância de dispersão do transformador do conversor *full-bridge*.

Observa-se que a perda de razão cíclica do conversor *full-bridge* é um parâmetro importante e, portanto, uma análise detalhada deste torna-se necessária. A equação (4.7), obtida de (3.4), relaciona todos os parâmetros em questão. Desta maneira, através de uma análise gráfica de (4.7) obtém-se um ábaco a partir do qual é possível definir a frequência de

comutação, a tensão de entrada e a relação de transformação  $n_2/n_1$  que possibilite a elevação de tensão levando em conta a perda de razão cíclica do conversor.

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{V_{bus}}{V_{fb}d_{fb} + \sqrt{V_{fb}^2d_{fb}^2 - 4V_{bus}f_{fb}L_rI_{bus}}} \quad (4.7)$$

Um exemplo de ábaco é mostrado na Figura 4.1. Este gráfico foi obtido considerando os seguintes parâmetros:  $V_{bus} = 400$  V;  $d_{fb} = 0,45$ ;  $L_r = 2$   $\mu$ H e  $I_{bus} = 3,5$  A. A tensão de entrada do conversor *full-bridge* varia entre 75 e 140 V com intervalos de 5 V.

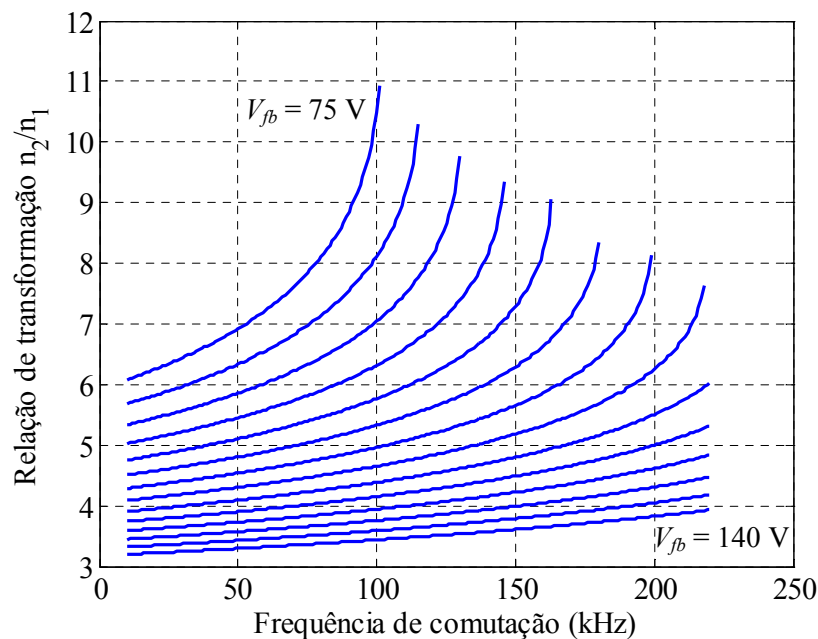


Figura 4.1 – Ábaco resultante da equação da perda de razão cíclica.

Valores elevados da frequência de comutação proporcionam redução do volume do transformador, porém comprometem o rendimento do conversor *boost* ao impor elevados ganhos de tensão, devido aos altos valores de tensão de entrada ( $V_{fb}$ ) necessários. A frequência de comutação será a mesma do interruptor do conversor *forward double-ended* e, portanto, deve ser escolhida levando em consideração também o valor da indutância de dispersão do transformador. Como mencionado anteriormente, esta frequência deve ser alta o suficiente para que a indutância de dispersão seja capaz de desempenhar o papel da indutância de saída do conversor *forward* clássico, a qual foi eliminada na topologia proposta.

Valores elevados da relação de transformação  $n_2/n_1$  proporcionam o aumento da frequência de comutação (reduzindo o volume do transformador) e/ou redução da tensão de entrada  $V_{fb}$  (elevando o rendimento do conversor *boost*), porém podem ocasionar a entrada em condução indevida dos diodos de saída do conversor *full-bridge*.

Desta maneira, através da equação (4.7) e do seu respectivo ábaco, determina-se o valor da frequência de comutação do conversor, da tensão de entrada e da relação de transformação  $n_2/n_1$  do transformador. Observa-se que o transformador apresenta grande influência em ambos os modos de carga e descarga do conversor, devendo ser bem projetado.

A presença do conversor *boost* é recomendada quando um alto rendimento é desejado, porém não é necessária na topologia proposta quando um baixo custo total é importante. Se o conversor *boost* não é utilizado, a equação (4.5) não pode ser respeitada, uma vez que a relação de espiras  $n_2/n_1$  precisa ser maior do que a relação  $n_3/n_1$ , de maneira a proporcionar elevação de tensão do sistema de armazenamento de energia para o barramento CC e redução de tensão do barramento CC para o sistema de armazenamento de energia. Portanto, neste caso ocorre circulação de corrente pelo enrolamento secundário do transformador ( $n_2-D_1-L_1-V_{bus}$  e  $n_2-D_2-L_1-V_{bus}$ ) durante os estágios de operação do conversor *forward double-ended*. A condução imprópria resulta em perdas de potência e reduz o rendimento do conversor, porém não impede a operação adequada do conversor *forward double-ended*. A inclusão do conversor *boost* evita este problema e principalmente proporciona diversas outras vantagens para a topologia, as quais já foram discutidas.

#### 4.2.2 Projeto da faixa de operação do conversor *full-bridge* com comutações ZVS

A determinação da faixa de operação do conversor *full-bridge* com comutações do tipo ZVS é realizada pelo projeto da indutância de dispersão adicional inserida no conversor, através da equação (4.8), obtida a partir de (3.8) isolando o parâmetro  $L_{ZVS}$  e substituindo os termos genéricos pelos termos da aplicação.

$$L_{ZVS} \geq 2C_{oss} \left( \frac{V_{cl} V_{bus} n_1}{P_{ZVS} n_2} \right)^2 \quad (4.8)$$

É importante ressaltar que a inserção de uma indutância de dispersão adicional deve preferencialmente ser realizada em série com o enrolamento secundário do transformador, com o objetivo de não influenciar a operação do conversor proposto no modo de carga (conversor *forward double-ended*), o qual deve apresentar baixa indutância de dispersão para resultar em uma reduzida corrente desviada para o circuito grampeador e redução de perdas. Deve-se tomar cuidado também para que a indutância de dispersão adicionada não inviabilize a operação do conversor *full-bridge* com os parâmetros projetados, devido ao aumento da perda de razão cíclica do conversor.



### 4.2.3 Fatores que afetam o desvio da corrente magnetizante

Com o objetivo de minimizar o problema do desvio da corrente magnetizante para o circuito grampeador na topologia do conversor *forward double-ended* e elevar o rendimento do conversor, uma análise detalhada dos fatores que afetam a quantidade de energia desviada deve ser realizada. Entre estes fatores pode-se citar as indutâncias de dispersão do transformador, a indutância magnetizante do transformador, a tensão do circuito grampeador e a tensão de saída do conversor. A análise é realizada considerando o conversor *forward double-ended* com grampeador passivo dissipativo, porém é válida para os três circuitos grampeadores analisados, uma vez que leva em conta parâmetros comuns a todos eles, que são as indutâncias do transformador e os níveis de tensão do grampeador e de saída.

Esta análise de fatores é apresentada na sequência e foi realizada a partir do equacionamento do conversor *forward double-ended* mostrado no apêndice E. Diversos gráficos do rendimento do conversor em função destes parâmetros são apresentados, sendo que o rendimento é obtido através da relação entre a potência de saída e a potência de entrada, onde as perdas existentes são provocadas unicamente pela dissipação de energia no circuito grampeador.

A Figura 4.2 mostra o rendimento do conversor *forward double-ended* em função da tensão do circuito grampeador para 20 valores de indutância de dispersão do transformador. A indutância de dispersão do primário varia de 0,1  $\mu\text{H}$  (linha superior) até 2  $\mu\text{H}$  (linha inferior), com intervalos de 0,1  $\mu\text{H}$ . A indutância de dispersão do terciário varia juntamente com  $L_{d1}$ , porém multiplicada pela relação de transformação elevada ao quadrado, variando entre 4,9  $\mu\text{H}$  e 98  $\mu\text{H}$ . Os demais parâmetros utilizados na obtenção deste gráfico são:  $V_{bus} = 400 \text{ V}$ ,  $V_{fb} = 52 \text{ V}$ ,  $L_m = 2 \text{ mH}$  e  $n_3/n_1 = 7$ . A Figura 4.3 mostra o gráfico tridimensional da mesma situação.

Observa-se que tanto a indutância de dispersão do transformador quanto a tensão do circuito grampeador apresentam grande impacto no rendimento do conversor. O rendimento aumenta à medida que a indutância de dispersão do transformador torna-se menor e à medida que a tensão do circuito grampeador torna-se maior. Constata-se também que o aumento de rendimento é praticamente constante para mesmas variações no valor da indutância de dispersão do transformador.

A Figura 4.4 mostra o rendimento do conversor *forward double-ended* em função da tensão do circuito grampeador para 10 valores de indutância magnetizante do transformador. A indutância magnetizante varia de 0,5 mH (linha inferior) até 5 mH (linha superior), com

intervalos de 0,5 mH. A indutância de dispersão do primário é fixada em 0,5  $\mu\text{H}$  e a indutância de dispersão do terciário é fixada em 24,5  $\mu\text{H}$ . Os demais parâmetros utilizados na obtenção deste gráfico são os mesmos do gráfico da Figura 4.2.

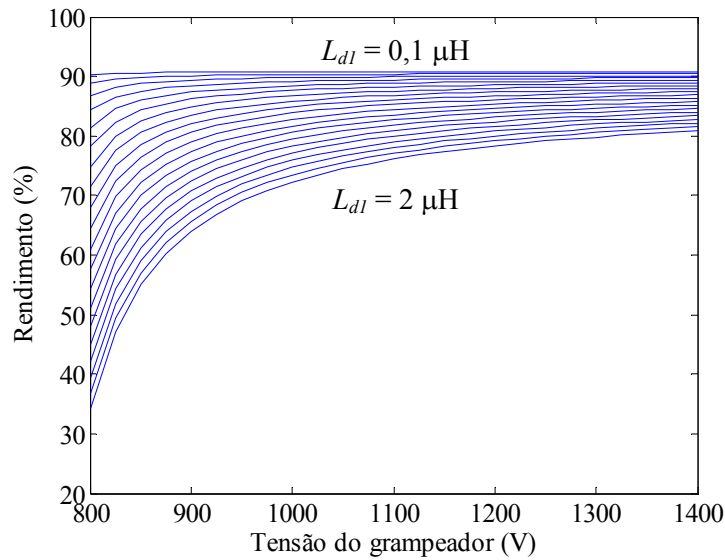


Figura 4.2 – Rendimento do conversor *forward double-ended* em função de  $V_{cl}$  e  $L_d$ .

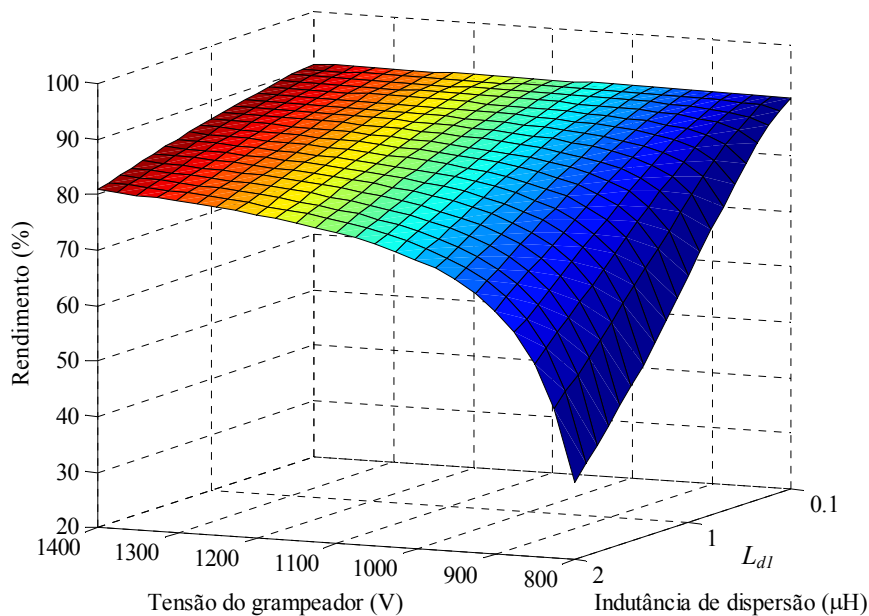
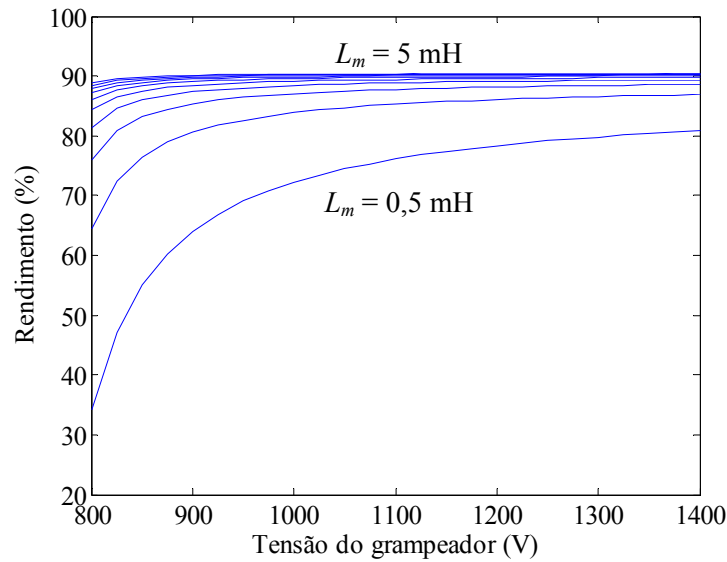


Figura 4.3 – Gráfico tridimensional do rendimento do conversor *forward double-ended* em função de  $V_{cl}$  e  $L_d$ .

Observa-se que tanto a indutância magnetizante do transformador quanto a tensão do circuito grameador apresentam grande impacto no rendimento do conversor. O rendimento aumenta à medida que a indutância magnetizante do transformador e a tensão do circuito grameador tornam-se maiores. Além disso, observa-se que para valores baixos da indutância

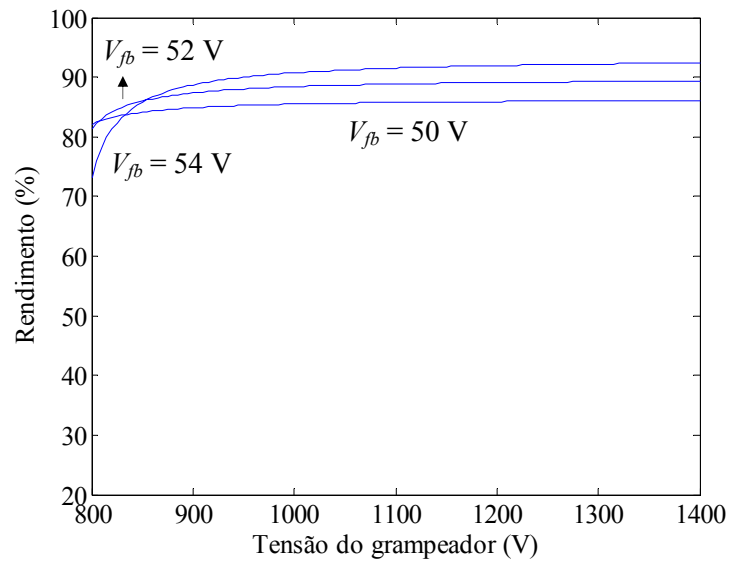
magnetizante o rendimento apresenta grande variação e diminui com maior intensidade, enquanto que para valores elevados da indutância magnetizante o rendimento apresenta pequena variação em uma larga faixa de valores da tensão do circuito grameador. A indutância magnetizante deve possuir um valor mínimo, abaixo do qual o rendimento do conversor diminui consideravelmente.



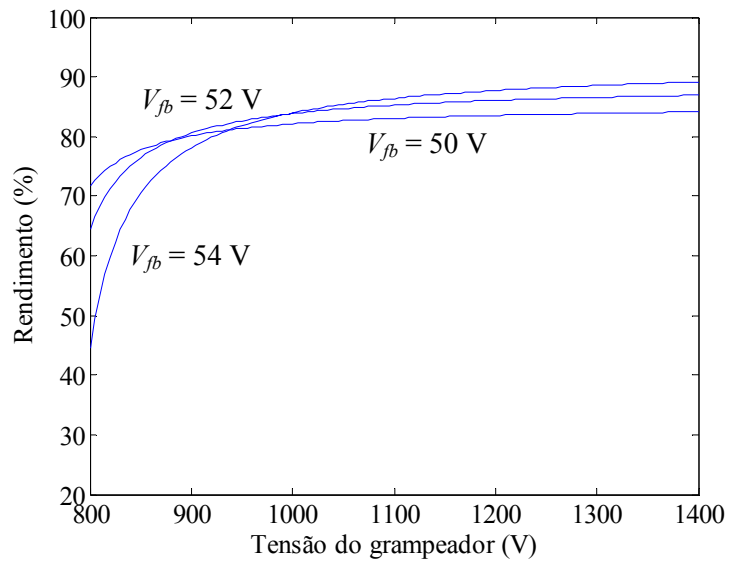
**Figura 4.4 – Rendimento do conversor *forward double-ended* em função de  $V_{ct}$  e  $L_m$ .**

A Figura 4.5 mostra o rendimento do conversor *forward double-ended* em função da tensão do circuito grameador para 3 valores de tensão de saída (50 V, 52 V e 54 V). A tensão de saída do conversor *forward* ( $V_{fb}$ ) deve estar na faixa entre 48 V (tensão do elemento de armazenamento) e 57,14 V (máxima tensão possível de ser atingida quando a relação de transformação  $n_3/n_1$  é igual a 7). A indutância de dispersão do primário é igual a 0,5  $\mu\text{H}$  na Figura 4.5(a), 1  $\mu\text{H}$  na Figura 4.5(b) e 1,5  $\mu\text{H}$  na Figura 4.5(c). A indutância de dispersão do terciário acompanha a variação de  $L_{d1}$ , multiplicada por  $(n_3/n_1)^2$ . Os demais parâmetros utilizados na obtenção destes gráficos são:  $V_{bus} = 400$  V e  $L_m = 2$  mH.

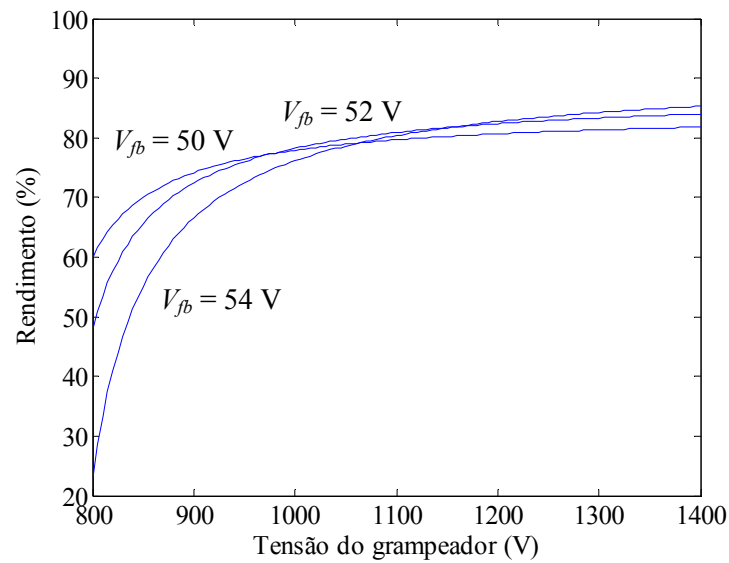
Observa-se que a tensão de saída do conversor ( $V_{fb}$ ) também apresenta impacto no seu rendimento. Tensões de saída mais elevadas proporcionam maior rendimento para tensões do circuito grameador mais elevadas, e vice-versa. A escolha do valor da tensão de saída que proporciona maior rendimento depende também do valor da indutância de dispersão do transformador.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.5 – Rendimento do conversor *forward double-ended* em função de  $V_{cl}$  e  $V_{fb}$  com (a)  $L_{dl} = 0,5 \mu\text{H}$ , (b)  $L_{dl} = 1 \mu\text{H}$ , (c)  $L_{dl} = 1,5 \mu\text{H}$ .

De acordo com os gráficos de rendimento apresentados, nos quais as únicas perdas presentes são provocadas pela energia dissipada no circuito grameador, observa-se que o mesmo pode ser responsável por perdas elevadas no conversor *forward double-ended*.

Observa-se que para se obter um rendimento elevado, a indutância magnetizante do transformador deve ter valor elevado e as indutâncias de dispersão do transformador devem ter valores reduzidos, sendo que o impacto da indutância magnetizante é mais significativo. A indutância de dispersão total do primário, porém, não pode ser muito reduzida, pois é o único elemento indutivo presente entre duas fontes de tensão. Isso significa que o transformador do conversor é um elemento importante na topologia, devendo ser bem projetado e construído. Além disso, a tensão do circuito grameador deve ser a mais alta possível, de maneira que a inversão da corrente no primário do transformador e o decréscimo da corrente do grameador a zero ocorram no menor tempo possível, diminuindo a parcela de corrente magnetizante desviada para o circuito grameador e a energia dissipada. Entretanto, como esta tensão é aplicada sobre o interruptor do conversor *forward double-ended*, aumentando a sobretensão no dispositivo, deve-se ter um compromisso entre o valor da energia dissipada e o valor da tensão, principalmente se este interruptor for um MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*). Por fim, a escolha do valor da tensão de saída do conversor ( $V_{fb}$ ) que proporciona maior rendimento depende do valor da indutância de dispersão do transformador e da tensão do circuito grameador.

A maneira como o transformador do conversor CC-CC *full-bridge-forward* proposto é construído apresenta grande influência no valor da indutância magnetizante e das indutâncias de dispersão. Estes parâmetros estão diretamente relacionados ao acoplamento físico existente entre os enrolamentos do transformador.

No caso específico do conversor CC-CC *full-bridge-forward* proposto, no modo de carga (conversor *forward double-ended*) os enrolamentos primário e terciário operam conjuntamente, enquanto que no modo de descarga (conversor *full-bridge*) os enrolamentos primário e secundário operam conjuntamente. Portanto, como o enrolamento primário opera em ambos os modos, deve ser posicionado entre os enrolamentos secundário e terciário para melhorar o acoplamento do fluxo magnético nas duas situações. O enrolamento terciário deve ser posicionado mais próximo do núcleo por ser o enrolamento de menor volume e por operar no conversor *forward double-ended*, no qual a dispersão é um fator importante no desvio de energia para o circuito grameador, devendo ser minimizada, ao contrário do enrolamento secundário. Por fim, o enrolamento secundário deve ser posicionado sobre o enrolamento primário, constituindo a camada mais distante do núcleo do transformador. O entreferro deve

ser nulo, pois sua presença diminui consideravelmente a indutância magnetizante do transformador, apesar de quase não afetar a indutância de dispersão.

#### 4.2.4 Projeto do circuito grampeador passivo dissipativo

O projeto do resistor e do capacitor do circuito grampeador passivo dissipativo determina o nível da tensão do grampeador e, conseqüentemente, a quantidade de energia desviada para este circuito tendo, portanto, grande importância na operação do conversor. Além disso, a determinação do capacitor e do resistor afeta também a duração das etapas do conversor, como apresentado na seqüência.

Um capacitor de valor elevado faz com que o nível de tensão no circuito grampeador se mantenha praticamente constante, com pequena ondulação. Quanto maior for este nível de tensão praticamente constante, menor será a energia desviada para o grampeador e maior será o rendimento do conversor. Um capacitor de valor reduzido faz com que o nível de tensão no circuito grampeador não se mantenha constante, apresentando elevada ondulação, com um valor médio menor devido ao menor desvio de energia para o grampeador. Assim, a energia desviada é menor, pois na terceira etapa de operação a tensão no circuito grampeador possui um valor maior, reduzindo a duração desta etapa, apesar de na segunda etapa de operação haver um maior desvio de energia devido à tensão do circuito grampeador ser menor.

As formas de onda da tensão e corrente no circuito grampeador para dois capacitores diferentes são mostradas na Figura 4.6.

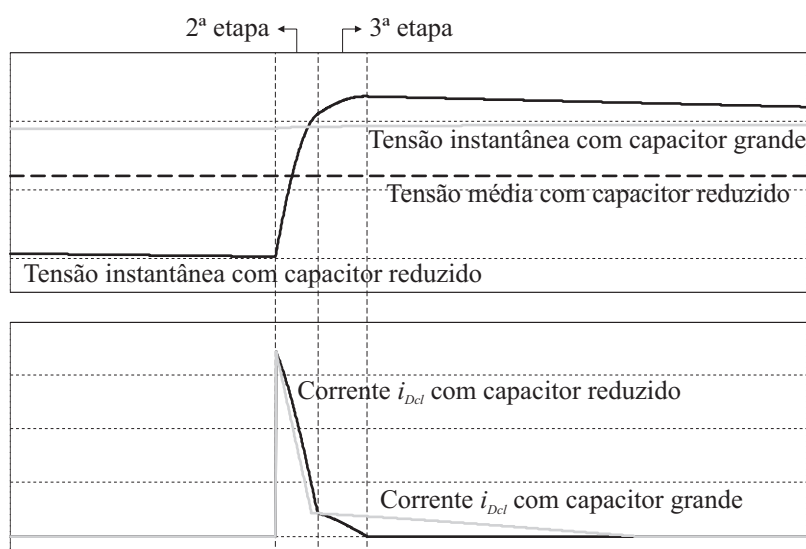


Figura 4.6 – Formas de onda da tensão e corrente no circuito grampeador.

Observa-se que na segunda etapa de operação a tensão instantânea do circuito grampeador é menor na maior parte do tempo (assumindo valor médio menor), quando um capacitor reduzido é utilizado, elevando a energia desviada. Porém, devido ao baixo valor do capacitor, a tensão do grampeador cresce com grande derivada, fazendo com que durante um trecho da segunda etapa e toda a terceira etapa de operação a tensão seja maior, desviando menor quantidade de energia e reduzindo consideravelmente o tempo de duração da terceira etapa. Este comportamento faz com que menos energia seja desviada e justifica o menor valor médio da tensão com redução do capacitor, o que reduz as perdas no grampeador e aumenta o rendimento do conversor.

Além de menores perdas no circuito grampeador, a redução do capacitor faz com que a tensão decresça com maior derivada na quinta etapa de operação, devido à menor capacitância. Desta maneira, no momento de acionamento do interruptor principal do conversor *forward double-ended*, no início da primeira etapa de operação, a tensão sobre o mesmo é muito inferior ao valor que haveria com um capacitor elevado. Este fato faz com que as perdas no acionamento do interruptor devido à energia presente no seu capacitor intrínseco sejam menores.

Portanto, observa-se que a redução do valor do capacitor eleva o rendimento do conversor por reduzir as perdas no circuito grampeador e as perdas de acionamento do interruptor do conversor *forward double-ended*. Entretanto, a redução do valor do capacitor eleva o pico de tensão aplicada sobre o interruptor principal. Portanto, o capacitor não pode ser muito reduzido ou excluído, pois o pico de tensão pode danificar o interruptor.

Além disso, para se fazer uma comparação justa entre o valor dos capacitores utilizados, a tensão máxima sobre o interruptor não deve ser excedida. Assim, uma comparação justa inclui um grampeador com capacitor de baixo valor, onde a tensão atinge um pico na terceira etapa e um capacitor de alto valor, onde a tensão se mantém alta e constante durante todas as etapas de operação e igual à tensão atingida na terceira etapa por um capacitor de baixo valor.

Neste contexto, um capacitor de alto valor reduz a energia desviada tanto na segunda quanto na terceira etapas de operação e não apenas na terceira etapa, como ocorre quando um capacitor de baixo valor é utilizado. Desta maneira, conclui-se que um circuito grampeador no qual a tensão se mantém constante e próxima do limite suportado pelo interruptor, incluindo uma margem de segurança, proporciona um menor desvio de energia para o grampeador e um aumento no rendimento do conversor.

Além do capacitor, também é necessário avaliar o impacto do resistor do circuito grameador. O aumento do resistor eleva o nível médio de tensão do grameador, reduzindo a energia desviada (conforme já apresentado na análise teórica), independente do valor do capacitor. Porém, se o resistor for muito elevado ou até mesmo eliminado, a tensão assume valores da ordem de kilovolts, danificando o interruptor.

Um valor de resistor mais elevado também provoca uma tensão mais elevada no momento de acionamento do interruptor, gerando perdas. Porém esta perda adicional geralmente é inferior ao ganho de energia devido à menor energia desviada ao grameador (comprovado experimentalmente).

Assim, o valor do resistor deve ser definido de maneira a proporcionar a tensão mais alta possível no circuito grameador, com uma margem de segurança com relação ao máximo valor suportado pelo interruptor.

Para o projeto do resistor, inicialmente deve-se realizar o cálculo da corrente média através do diodo do circuito grameador, a qual é dada por

$$I_{D_{cl}} = \left[ (I_{bus\_1} + I_{L_{m-2}}) \frac{\Delta T_2}{2} + I_{L_{m-2}} \frac{\Delta T_3}{2} \right] \frac{I}{T_s}. \quad (4.9)$$

A potência dissipada no circuito grameador é calculada por

$$P_{pd} = I_{D_{cl}} V_{cl}. \quad (4.10)$$

Por fim, conhecendo a potência no resistor do circuito grameador e a tensão desejada no circuito grameador, obtém-se o valor do resistor do circuito grameador, dado por

$$R_{pd} = \frac{V_{cl}^2}{P_{pd}}. \quad (4.11)$$

Para o projeto do capacitor, sabe-se que no circuito grameador passivo a componente alternada da corrente  $i_{D_{cl}}$  circula pelo capacitor, enquanto que a componente contínua circula pelo resistor. Devido ao fato da componente contínua da corrente ser muito menor que o valor de pico da corrente, para simplificar a análise supõe-se que, em um dado período, toda a energia seja absorvida pelo capacitor. Desta maneira, a carga elétrica transferida ao capacitor pode ser calculada por

$$\Delta Q = I_{D_{cl}} T_s = \frac{I_{D_{cl}}}{f_s}. \quad (4.12)$$

A equação da capacitância de um capacitor relacionando carga e tensão é dada por

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V}. \quad (4.13)$$



Substituindo (4.12) em (4.13) e conhecendo a oscilação de tensão desejada no circuito grameador ( $\Delta V$ ), obtém-se a equação para o projeto do capacitor do circuito grameador passivo dissipativo, dada por

$$C_{pd} = \frac{I_{D_{cl}}}{f_s} \frac{1}{\Delta V} = \frac{P_{pd}}{V_{cl} f_s \Delta V}. \quad (4.14)$$

#### 4.2.5 Projeto do circuito grameador passivo regenerativo

A metodologia de projeto do circuito grameador passivo regenerativo é semelhante à metodologia de projeto do circuito grameador passivo dissipativo. A diferença está no projeto do resistor, uma vez que a tensão aplicada sobre o mesmo é dada pela diferença entre a tensão do capacitor do circuito grameador e a tensão do barramento CC.

Para o projeto do resistor, inicialmente deve-se realizar o cálculo da corrente média através do diodo do circuito grameador, a qual é novamente dada por (4.9).

A potência dissipada no resistor do circuito grameador é calculada por

$$P_{pr} = I_{D_{cl}} (V_{cl} - V_{bus}). \quad (4.15)$$

Por fim, conhecendo a potência no resistor do circuito grameador e a tensão desejada no circuito grameador, obtém-se o valor do resistor do circuito grameador, dado por

$$R_{pr} = \frac{(V_{cl} - V_{bus})^2}{P_{pr}}. \quad (4.16)$$

O projeto do capacitor do circuito grameador passivo regenerativo é realizado através de (4.17), seguindo a mesma metodologia de projeto do capacitor do circuito grameador passivo dissipativo.

$$C_{pr} = \frac{I_{D_{cl}}}{f_s} \frac{1}{\Delta V} = \frac{P_{pr}}{V_{cl} f_s \Delta V} \quad (4.17)$$

Comparada à topologia do conversor *forward double-ended* com circuito grameador passivo dissipativo, se um mesmo valor de resistor for utilizado nos 2 grameadores, a tensão sobre o capacitor do grameador passivo regenerativo é maior, porém a tensão média aplicada sobre o resistor é menor, como mostrado na Figura 4.7(a), resultando em menores perdas, como mostrado na Figura 4.7(b). Portanto, o circuito grameador passivo regenerativo proporciona maior rendimento. A tensão sobre o resistor é dada pela diferença entre a tensão do circuito grameador e a tensão de 400 V do barramento CC. As simulações do conversor foram realizadas no *software* Psim<sup>®</sup> com componentes ideais, exceto o transformador.

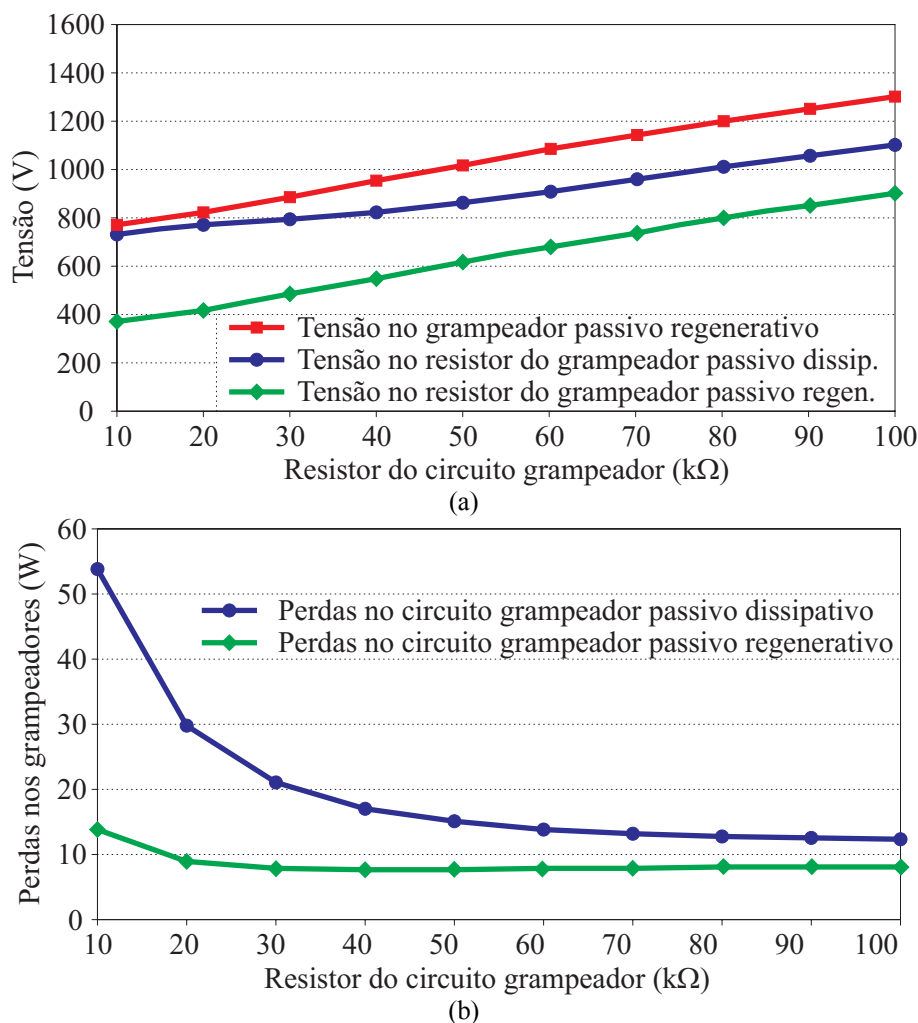


Figura 4.7 – Comparação dos circuitos grameadores: (a) tensão nos grameadores e (b) perdas nos grameadores ( $V_{bus} = 400$  V;  $V_{fb} = 52$  V;  $P_{out} = 100$  W;  $n_3:n_1 = 7:1$ ;  $L_{dl} = 0,5$   $\mu$ H,  $L_m = 2$  mH).

#### 4.2.6 Projeto do circuito grameador ativo regenerativo

Na topologia do conversor *forward double-ended* com grameador ativo, grande parte da corrente magnetizante desviada para o circuito grameador é regenerada para a fonte de entrada, salvo as perdas existentes no circuito grameador. Assim, as perdas no resistor  $R_{pd}$  são evitadas, pois a energia é enviada ao barramento. A quantidade de energia reativa circulante no circuito grameador ativo equivale à energia dissipada no conversor com grameador passivo dissipativo se os mesmos parâmetros forem adotados.

Desta maneira, valores mais baixos da tensão do capacitor do circuito grameador podem ser empregados, aliviando a sobretensão no interruptor do conversor *forward double-ended*, reduzindo as perdas na entrada em condução deste interruptor e impedindo a entrada em condução do diodo  $D_2$ , uma vez que a equação (4.4) pode ser satisfeita mais facilmente. Entretanto, esta tensão não pode ser muito baixa, pois pode provocar o aumento da energia

reativa circulante, fazendo com que a potência do circuito grameador seja elevada (podendo se tornar superior inclusive à potência de saída do conversor *forward double-ended*), assim como as suas perdas. Portanto, há um compromisso entre o valor da tensão do circuito grameador e o rendimento do conversor. Uma vez definida a tensão do circuito grameador ativo, é possível fazer o seu projeto.

No conversor *forward double-ended* com circuito grameador ativo regenerativo, a tensão do circuito grameador é definida através dos valores da razão cíclica do interruptor do circuito grameador ( $d_{act}$ ), da frequência de comutação do interruptor do circuito grameador ( $f_{s\_act}$ ) e do indutor do circuito grameador ( $L_{ac}$ ).

A elevação da tensão do circuito grameador pode ser atingida através da redução da frequência de comutação ( $f_{s\_act}$ ) e da razão cíclica ( $d_{act}$ ) e através do aumento do indutor ( $L_{ac}$ ). Essas medidas fazem com que uma menor parcela de corrente seja regenerada do capacitor do circuito grameador para a fonte de entrada, elevando a tensão sobre o capacitor ( $C_{ac}$ ).

Conhecendo o valor da tensão desejada para o circuito grameador, primeiramente deve-se calcular a corrente desviada para o circuito grameador através de (4.9) e a correspondente potência no circuito grameador através de

$$P_{ac} = I_{D_{cl}} V_{cl}. \quad (4.18)$$

Na sequência, deve-se definir a equação do ganho estático do conversor responsável pelas etapas regenerativas. Como esta etapa é realizada por um conversor *buck* operando no modo de condução descontínua devido ao baixo nível de potência presente no circuito grameador, o seu ganho estático é conhecido, e pode ser calculado através de [59]

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{d_{act}^2}}}, \quad (4.19)$$

com

$$K = \frac{2L_{ac}}{RT_{s\_act}}, \quad (4.20)$$

onde  $T_{s\_act}$  é o período de comutação do interruptor do circuito grameador ativo.

Isolando a variável razão cíclica do interruptor do grameador ativo e substituindo as variáveis genéricas de (4.19) pelas variáveis do circuito, obtém-se a equação

$$d_{act} = \sqrt{\frac{4K}{\left(\frac{2V_{cl}}{V_{bus}} - 1\right)^2 - 1}}. \quad (4.21)$$

Para que a tensão do circuito grameador se mantenha constante no valor desejado, toda a potência desviada para o circuito grameador deve ser devolvida para a fonte de entrada nas etapas regenerativas. Assim, a potência de saída do conversor deve ser igual a  $P_{ac}$ . Este ajuste é feito na variável  $K$  através do parâmetro  $R$ , considerando que

$$R = \frac{V_{bus}^2}{P_{ac}}. \quad (4.22)$$

Desta maneira, o valor de  $K$  que deve ser aplicado em (4.21) é calculado através de

$$K = \frac{2L_{ac}P_{ac}f_{s\_act}}{V_{bus}^2}. \quad (4.23)$$

De maneira semelhante, fixando a frequência de comutação e a razão cíclica do interruptor, o valor do indutor é calculado através de

$$L_{ac} = \frac{V_{bus}^2 d_{act}^2}{8P_{ac}f_{s\_act}} \left[ \left( \frac{2V_{cl}}{V_{bus}} - 1 \right)^2 - 1 \right]. \quad (4.24)$$

O cálculo do capacitor do circuito grameador ativo regenerativo é realizado através de (4.25), seguindo a mesma metodologia de projeto do capacitor do circuito grameador passivo dissipativo.

$$C_{ac} = \frac{I_{D_{cl}}}{f_{s\_act}} \frac{1}{\Delta V} = \frac{P_{ac}}{V_{cl}f_{s\_act}\Delta V} \quad (4.25)$$

#### 4.2.7 Projeto do indutor do conversor *boost*

O conversor *boost* tem por objetivo principal prolongar a vida útil do elemento de armazenamento de energia através da circulação de uma corrente com baixa ondulação no modo de descarga. Portanto, o indutor é um elemento de grande importância. O projeto do indutor do conversor *boost* é feito em modo de condução contínua, no qual a ondulação da corrente no indutor ( $\Delta I_b$ ) é dada por

$$\Delta I_b = \frac{V_{sto}\Delta t}{L_b}, \quad (4.26)$$

onde  $\Delta t$  corresponde ao tempo de condução do interruptor e pode ser escrito como

$$\Delta t = d_b T_b = \frac{d_b}{f_b}, \quad (4.27)$$

onde  $d_b$  é a razão cíclica do conversor *boost*,  $T_b$  é o período de comutação e  $f_b$  é a frequência de comutação.

Substituindo a equação (4.27) em (4.26) e evidenciando  $L_b$ , obtém-se

$$L_b = \frac{V_{sto} d_b}{\Delta I_b f_b}. \quad (4.28)$$

A corrente de entrada do conversor é dada por

$$I_b = \frac{P_{in}}{V_{sto}}. \quad (4.29)$$

A ondulação da corrente de entrada do conversor é dada por

$$\Delta I_b = \frac{I_{ond1}}{100} I_b, \quad (4.30)$$

onde  $I_{ond1}$  corresponde ao percentual da ondulação de corrente, expresso em valor absoluto.

A razão cíclica do conversor é dada por

$$d_b = \frac{V_{fb} - V_{sto}}{V_{fb}}. \quad (4.31)$$

Substituindo as equações (4.29), (4.30) e (4.31) em (4.28) encontra-se a equação para o projeto do indutor, a qual é dada por

$$L_b = \frac{V_{sto}^2 (V_{fb} - V_{sto}) 100}{I_{ond1} V_{fb} P_{in} f_b}. \quad (4.32)$$

#### 4.2.8 Projeto do indutor do conversor *full-bridge*

O projeto do indutor de saída do conversor *full-bridge* ( $L_1$ ) é dado por

$$L_1 = \frac{V_{bus} (1 - d_{ef})}{\Delta I_{bus} 2 f_{fb}}, \quad (4.33)$$

onde  $f_{fb}$  é a frequência de comutação do conversor *full-bridge* e  $\Delta I_{bus}$  é a ondulação da corrente de saída do conversor, sendo dada por

$$\Delta I_{bus} = \frac{I_{ond2}}{100} I_{bus}, \quad (4.34)$$

onde  $I_{ond2}$  corresponde ao percentual da ondulação de corrente, expresso em valor absoluto.

A corrente de saída do conversor é dada por

$$I_{bus} = \frac{P_{out}}{V_{bus}}. \quad (4.35)$$

A razão cíclica efetiva é dada por

$$d_{ef} = \frac{V_{bus}}{V_{fb}} \frac{n_1}{n_2}. \quad (4.36)$$

Substituindo as equações (4.34) e (4.35) em (4.33) encontra-se a equação para o projeto do indutor, a qual é dada por

$$L_1 = \frac{V_{bus}^2 (1 - d_{ef}) 100}{I_{ond2} P_{out} 2 f_{fb}}. \quad (4.37)$$

### 4.3 Exemplo de projeto

Esta seção apresenta o exemplo de projeto do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto, incluindo o conversor *boost*, para a aplicação desejada baseado na metodologia de projeto apresentada na seção anterior. Os parâmetros da aplicação são apresentados na Tabela 4-1.

Os primeiros parâmetros a serem projetados estão relacionados ao transformador do conversor.

Através das equações (4.1) e (4.3) determina-se a relação  $n_3/n_1$ . Para os parâmetros da Tabela 4-1, esta relação deve ser inferior a 8, de maneira a possibilitar a conversão de tensão de 400 V para o nível de 50 V e impedir sobretensão no interruptor  $S_{w5}$ , para  $V_{fb}$  igual a no máximo 100 V para não prejudicar o rendimento do conversor *boost*. Caso esta relação seja superior a 8, a tensão no elemento de armazenamento não atingirá o nível de 50 V necessário para o processo de carga. Portanto, definiu-se  $n_3/n_1 = 7$ .

A relação  $n_3/n_2$  deve ser superior a 1 e, se for vantajoso para o conversor, respeitar a equação (4.4). Esta relação será verificada após a definição de  $n_2/n_1$  e  $V_{cl}$ .

Através da equação (4.7), determina-se a frequência de comutação, a tensão de entrada do conversor e a relação de transformação  $n_2/n_1$ . Através de uma análise gráfica de (4.7), variando a frequência de comutação de 10 até 220 kHz e a relação de transformação entre os enrolamentos secundário e primário de 3 até 12, para valores de tensão de entrada do conversor *full-bridge* variando entre 75 e 120 V, com intervalo de 5 V, obtém-se o ábaco mostrado na Figura 4.8. Este gráfico foi obtido considerando  $V_{bus} = 400$  V e  $I_{bus} = 3,5$  A (resultando em uma potência de saída de 1,4 kW), ambos de acordo com a Tabela 4-1. A razão cíclica máxima do conversor *full-bridge* ( $d_{fb}$ ) é definida igual a 0,45 e para a indutância de dispersão total do transformador referida ao primário ( $L_r$ ) é adotado o valor inicial de 1  $\mu$ H.

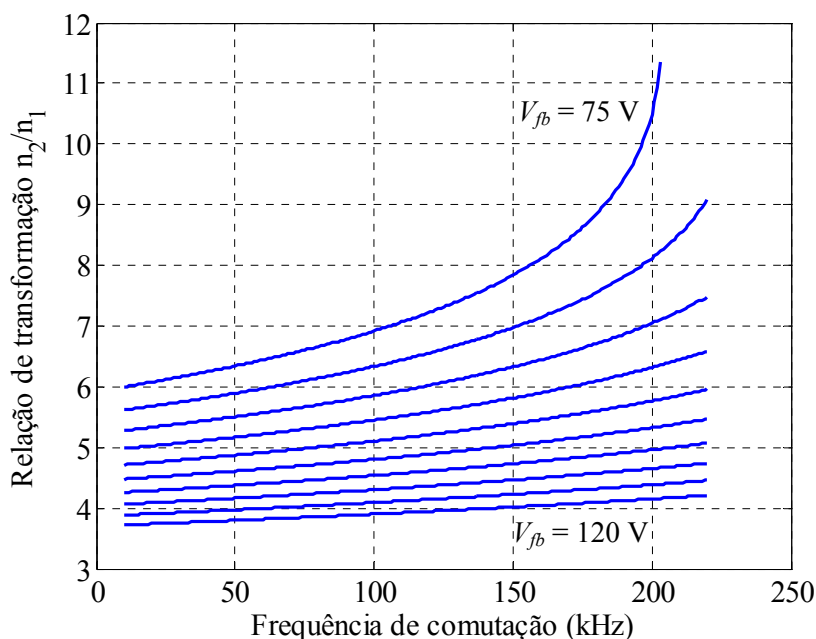


Figura 4.8 – Ábaco resultante da equação da perda de razão cíclica - exemplo.

Como a relação de transformação  $n_3/n_1$  foi definida igual a 7 e  $n_2/n_1$  deve ser inferior a  $n_3/n_1$ , escolhe-se  $n_2/n_1$  igual a 6, pois valores elevados de  $n_2/n_1$  permitem tensões mais baixas de  $V_{fb}$ . De maneira a não necessitar ganhos de tensão maiores do que 4 para o conversor *boost* (para não comprometer o seu rendimento) a tensão  $V_{fb}$  fica limitada a no máximo 96 V. Além disso, para que se possa utilizar interruptores com tensão de 100 V, aconselha-se uma margem de segurança em torno de 20 % e, desta maneira, a tensão  $V_{fb}$  fica limitada a 80 V. De acordo com o ábaco, para  $V_{fb} = 80$  V e  $n_2/n_1 = 6$ , a frequência de comutação do conversor deve ser definida em torno de 50 kHz. Através de simulações comprova-se que este valor é suficiente para que a indutância de dispersão do transformador seja capaz de desempenhar o papel da indutância de saída do conversor *forward* clássico, a qual foi eliminada na topologia proposta. O ajuste da tensão de saída é feito através da razão cíclica do conversor *full-bridge*.

Portanto, os parâmetros definidos envolvendo o transformador do conversor proposto são mostrados na Tabela 4-2.

Tabela 4-2 - Parâmetros envolvendo o transformador do conversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Espiras do enrolamento primário do transformador	$n_1$	$n_1$
Espiras do enrolamento secundário do transformador	$n_2$	$6n_1$
Espiras do enrolamento terciário do transformador	$n_3$	$7n_1$
Tensão de entrada do conversor <i>full-bridge</i>	$V_{fb}$	80 V
Frequência de comutação do conversor <i>full-bridge</i>	$f_{fb}$	50 kHz

Após a definição dos parâmetros do transformador é possível realizar a confecção do mesmo, o qual possui grande importância no funcionamento do conversor, conforme análise realizada. De acordo com a metodologia de projeto, o enrolamento terciário foi posicionado próximo ao núcleo, seguido pelo enrolamento primário e, após, pelo enrolamento secundário.

Os parâmetros do transformador confeccionado são apresentados na Tabela 4-3, enquanto que os valores das indutâncias do transformador são apresentados na Tabela 4-4. Observa-se que a resistência do enrolamento primário apresenta valor baixo, uma vez que este enrolamento é projetado para suportar a elevada corrente do processo de descarga, apresentando grande seção transversal. Isto é vantajoso para a operação do conversor *forward double-ended*, pois reduz as perdas no cobre do transformador, as quais são diretamente proporcionais à resistência do enrolamento e ao quadrado da corrente eficaz, e que seriam elevadas para um enrolamento de menor seção transversal projetado unicamente para a baixa potência do conversor *forward double-ended*. Outra consequência da utilização de um único transformador para modos de operação com potências distintas é que o volume do transformador, projetado para alta potência, é considerado elevado para a baixa potência do conversor *forward double-ended*, resultando em maiores perdas magnéticas neste conversor, as quais são diretamente proporcionais ao volume do transformador, à frequência de comutação e à variação da densidade de fluxo magnético. Entretanto, o maior volume do núcleo resulta na vantagem da elevação da indutância magnetizante do transformador, fundamental para aumento do rendimento do conversor *forward double-ended*.

**Tabela 4-3 - Parâmetros do transformador confeccionado.**

Parâmetro	Valor
Núcleo de ferrite	E65/39
Condutor	AWG24
Número de espiras do enrolamento primário	5
Número de espiras do enrolamento secundário	30
Número de espiras do enrolamento terciário	35
Condutores em paralelo no enrolamento primário	34
Condutores em paralelo no enrolamento secundário	6
Condutores no enrolamento terciário	1
Resistência do enrolamento primário	2,25 mΩ
Resistência do enrolamento secundário	66 mΩ
Resistência do enrolamento terciário	408 mΩ



Tabela 4-4 - Valores das indutâncias do transformador confeccionado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância magnetizante (paralela ao enrolamento terciário)	$L_m$	8,6 mH
Indutância de dispersão do enrolamento primário	$L_{d1}$	0,117 $\mu$ H
Indutância de dispersão do enrolamento secundário	$L_{d2}$	6,228 $\mu$ H
Indutância de dispersão do enrolamento terciário	$L_{d3}$	28,567 $\mu$ H
Indutância de dispersão do enrolamento secundário referenciada ao primário	$L_{d12}$	0,173 $\mu$ H
Indutância de dispersão do enrolamento terciário referenciada ao primário	$L_{d13}$	0,583 $\mu$ H
Indutância de dispersão total do enrolamento primário no modo de descarga ( $L_{d1}+L_{d12}$ )	$L_r$	0,29 $\mu$ H
Indutância de dispersão total do enrolamento primário no modo de carga ( $L_{d1}+L_{d13}$ )	$L_d$	0,70 $\mu$ H

Observa-se que a indutância de dispersão total do enrolamento primário no modo de operação *full-bridge* ( $L_r$ ) é igual a 0,29  $\mu$ H e, portanto, inferior ao valor de 1  $\mu$ H definido para a obtenção do ábaco da Figura 4.8. Isto é vantajoso, pois permite a inserção de uma indutância adicional ao transformador para ajuste da faixa de operação com comutações do tipo ZVS no conversor conforme desejado, como mostrado na sequência.

Para que se obtenha comutações ZVS para cargas variando de 20 a 100 % do valor nominal, o valor da indutância de dispersão do transformador deve ser igual a  $L_{ZVS} = 0,76 \mu\text{H}$ , obtido através de (4.8), adotando  $C_{oss} = 1050 \mu\text{F}$  (exemplo do interruptor IPP06CN10N). Considerando que a indutância de dispersão total do enrolamento primário no modo de operação *full-bridge* é igual a  $L_r = 0,29 \mu\text{H}$ , o indutor adicional deve ser igual a  $L_{fb} = 0,47 \mu\text{H}$ . Uma vez que para a obtenção dos resultados experimentais o indutor foi adicionado no lado do enrolamento secundário, para não influenciar na operação do conversor *forward double-ended*, o valor deste indutor é igual a  $L_{sec} = 16,92 \mu\text{H}$ , que equivale a 0,47  $\mu\text{H}$  multiplicado pela relação de transformação elevada ao quadrado. Na prática, o indutor foi confeccionado com indutância  $L_{sec} = 20 \mu\text{H}$ , resultando em  $L_{ZVS} = 0,85 \mu\text{H}$ , que garante comutações do tipo ZVS para potências maiores ou iguais a 265 W, aproximadamente 19 % da carga nominal.

Observa-se que agora a indutância de dispersão total do transformador é igual a  $L_{ZVS} = 0,85 \mu\text{H}$ , portanto inferior ao valor de 1  $\mu\text{H}$  definido para a obtenção do ábaco da Figura 4.8. Isto é vantajoso, pois a perda de razão cíclica será inferior ao previamente definido. Esta diferença pode ser compensada através da razão cíclica empregada ao conversor *full-bridge*, sem afetar os parâmetros já projetados.

De acordo com a metodologia de projeto, verificou-se que quanto maior for a tensão do circuito grameador, menor será a energia desviada para o circuito grameador e, conseqüentemente, maior será o rendimento do conversor. Entretanto, esta tensão não deve ultrapassar o limite de tensão do interruptor utilizado, descontando ainda uma margem de segurança. Além disso, para transformadores com elevada indutância magnetizante e reduzidas indutâncias de dispersão, como é o caso do transformador confeccionado, a energia desviada para o circuito grameador é reduzida, fazendo com que a tensão do circuito grameador não apresente grande excursão e não assumam valores muito elevados, como mostrado no capítulo de resultados experimentais, resultando em uma pequena variação no rendimento do conversor. A partir destas considerações, definiu-se  $V_{cl} = 800$  V.

Observa-se que com a definição de  $V_{cl} = 800$  V, a equação (4.4) é satisfeita, pois  $n_3/n_2$  é superior a 1, evitando a circulação de corrente pelo enrolamento secundário do conversor durante o modo de carga do sistema de armazenamento.

Conhecendo os parâmetros do transformador confeccionado, é possível gerar um gráfico para a determinação da tensão de saída do conversor *forward double-ended* que proporcione o melhor rendimento. Este gráfico é mostrado na Figura 4.9.

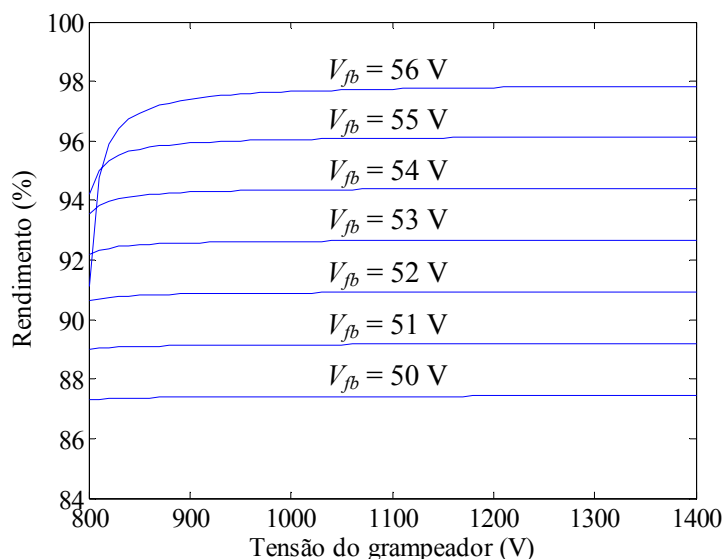


Figura 4.9 – Rendimento do conversor *forward double-ended* em função de  $V_{cl}$  e  $V_{fb}$  - exemplo.

Observa-se que para a tensão do circuito grameador de 800 V, o maior rendimento do conversor ocorre na faixa de tensão de saída próxima a 54 e 55 V. Porém, como comentado, esta análise leva em consideração a energia desviada para o circuito grameador, desconsiderando outras perdas no conversor implementado. Através de análises experimentais, pode-se concluir que a tensão de saída afeta o rendimento do conversor, tendo

um ponto máximo de deflexão, o qual apresenta maior rendimento. Este ponto corresponde a  $V_{fb} = 54 \text{ V}$  para os parâmetros do conversor proposto analisado.

Além disso, de acordo com [69] e [70], a tensão por célula da bateria no processo de carga deve ser de no mínimo 2,20 V e no máximo 2,30 V. Como cada bateria possui 6 células e o sistema é projetado com 4 baterias, ter-se-á ao todo 24 células. Portanto, a tensão de carga deve ser no mínimo igual a 52,80 V e no máximo igual a 55,20 V. Como o rendimento verificado do conversor a 54 V é maior e este valor está dentro da faixa recomendada para o processo de carga, o valor  $V_{fb} = 54 \text{ V}$  foi escolhido.

Os parâmetros projetados levando em consideração o desvio da corrente magnetizante e, conseqüentemente, o rendimento do conversor, são mostrados na Tabela 4-5.

**Tabela 4-5 - Parâmetros em função do desvio da corrente magnetizante.**

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do circuito grampeador	$V_{cl}$	800 V
Tensão de saída do conversor <i>forward double-ended</i>	$V_{fb}$	54 V

Conhecendo os parâmetros do transformador, a tensão do circuito grampeador e a tensão de saída do conversor *forward double-ended* é possível calcular as correntes desviadas para os circuitos grampeadores e projetar os elementos dos circuitos grampeadores utilizados. Para atingir a potência desejada de 100 W no modo de carga, a razão cíclica do conversor deve ser igual a 20 %, obtida através do equacionamento do conversor *forward double-ended*.

Para o circuito grampeador passivo dissipativo a corrente média desviada para o circuito grampeador é calculada através de (4.9), resultando em 8,621 mA. A potência dissipada no circuito grampeador é calculada através de (4.10), resultando em 6,896 W. A resistência do circuito grampeador é calculada através de (4.11), resultando 92,8 k $\Omega$ . Definindo a ondulação de tensão igual a 15 V, o capacitor do circuito grampeador é calculado através de (4.14), resultando em 11,50 nF.

Com estes valores de resistor, capacitor e razão cíclica projetados, através de simulações do conversor realizadas no *software* Psim<sup>®</sup> com componentes ideais, exceto o transformador, e assumindo a tensão de saída fixa, os valores apresentados na Tabela 4-6 foram obtidos. Pode-se comprovar que a metodologia de projeto resulta nos valores desejados, com pequenas margens de erro. Os erros se devem ao fato de considerar a tensão do circuito grampeador constante no equacionamento do conversor e considerar que toda a corrente desviada ao circuito grampeador circula pelo capacitor para realizar o seu projeto.

**Tabela 4-6 - Comparação de parâmetros através do projeto do grampeador passivo dissipativo.**

Parâmetro	Projeto	Simulação	Erro
Tensão do circuito grampeador	800 V	794,92 V	0,64 %
Ondulação de tensão no grampeador	15 V	14,69 V	2,07 %
Corrente no grampeador	8,62 mA	8,60 mA	0,23 %

Para o circuito grampeador passivo regenerativo a corrente média desviada para o circuito grampeador é calculada através de (4.9), resultando em 8,621 mA. A potência dissipada no circuito grampeador é calculada através de (4.15), resultando em 3,448 W. A resistência do circuito grampeador é calculada através de (4.16), resultando 46,4 k $\Omega$ . Definindo a ondulação de tensão de 15 V, o capacitor do circuito grampeador é calculado através de (4.17), resultando em 11,50 nF.

Com estes valores de resistor, capacitor e razão cíclica projetados, através de simulações do conversor obteve-se os valores apresentados na Tabela 4-7. Pode-se comprovar que a metodologia de projeto resulta nos valores desejados, com pequenas margens de erro.

**Tabela 4-7 - Comparação de parâmetros através do projeto do grampeador passivo regenerativo.**

Parâmetro	Projeto	Simulação	Erro
Tensão do circuito grampeador	800 V	795,59V	0,55 %
Ondulação de tensão no grampeador	15 V	14,63 V	2,47 %
Corrente no grampeador	8,62 mA	8,56 mA	0,70 %

Para o circuito grampeador ativo regenerativo optou-se por utilizar o mesmo valor da tensão do circuito grampeador de 800 V para ser realizada uma análise justa entre os circuitos grampeadores. A corrente média desviada para o circuito grampeador é calculada através de (4.9), resultando em 8,621 mA. A potência no circuito grampeador é calculada através de (4.18), resultando em 6,896 W.

A frequência de comutação do interruptor do circuito grampeador não precisa ser igual a do interruptor principal. Com o objetivo de reduzir as perdas por comutação, a frequência de comutação pode ser reduzida. De maneira a trabalhar com uma frequência acima da faixa de audível (20 kHz) e considerando ainda uma margem de segurança, o valor de 25 kHz foi escolhido para a frequência de comutação do interruptor do circuito grampeador ativo. Este valor também facilita a visualização da regeneração de energia nas formas de onda de operação do conversor por ser submúltiplo de 50 kHz.

Como exemplo, para que a operação do circuito grampeador ativo ocorra durante a quinta etapa de operação de um período de comutação do interruptor principal, quando não há corrente circulando pelo conversor *forward double-ended*, a sua razão cíclica deve ser menor ou igual a 15 %. Foi escolhido trabalhar com razão cíclica igual a 7,5 % para ter uma margem de ajuste da tensão do circuito grampeador para mais ou para menos.

Definidos os valores de  $f_{s\_act}$  e  $d_{act}$ , o valor do indutor é calculado através de (4.24), resultando em 5,22 mH. Definindo a ondulação de tensão de 15 V, o capacitor do circuito grampeador é calculado através de (4.25), resultando em 23 nF.

Com estes valores de frequência de comutação, indutor e razão cíclica do circuito grampeador projetados, através de simulações do conversor obteve-se os valores apresentados na Tabela 4-8. Pode-se comprovar que a metodologia de projeto resulta nos valores desejados, com pequenas margens de erro.

**Tabela 4-8 - Comparação de parâmetros através do projeto do grampeador ativo regenerativo.**

Parâmetro	Projeto	Simulação	Erro
Tensão do circuito grampeador	800 V	799,23 V	0,10 %
Ondulação de tensão no grampeador	15 V	15,11 V	0,73 %
Corrente no grampeador	8,62 mA	8,72 mA	1,16 %

O projeto do indutor do conversor *boost* é feito através de (4.32). A frequência de comutação do conversor *boost* não precisa ser elevada como a do conversor CC-CC *full-bridge-forward* proposto. Portanto, com o intuito de reduzir as perdas comutação nos dispositivos semicondutores do conversor *boost*, a sua frequência de comutação  $f_b$  foi definida igual a 25 kHz. Substituindo os parâmetros do conversor definidos na Tabela 4-1 e considerando uma ondulação de corrente de 40 % (de pico a pico) para a potência de 1400 W, o valor do indutor necessário é dado por

$$L_b = \frac{48^2 \cdot (80 - 48) \cdot 100}{40 \cdot 80 \cdot 1400 \cdot 25 \cdot 10^3} = 65,83 \mu\text{H}. \quad (4.38)$$

Assim, o valor do indutor  $L_b$  foi definido igual a 70  $\mu\text{H}$ .

O projeto do indutor do conversor *full-bridge* é feito através de (4.37). Primeiramente, é necessário o cálculo da razão cíclica efetiva do conversor, obtida através de (4.36), dada por

$$d_{ef} = \frac{400}{80} \frac{1}{6} = 0,833. \quad (4.39)$$

Substituindo (4.39) e os parâmetros do conversor definidos na Tabela 4-1 em (4.37), e considerando uma ondulação de corrente de 15 % para a potência de 1400 W, o valor do indutor necessário é dado por

$$L_1 = \frac{400^2 \cdot (1 - 0,833) \cdot 100}{15 \cdot 1400 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 1,27 \text{ mH.} \quad (4.40)$$

Assim, o valor do indutor  $L_1$  foi definido igual a 1,3 mH.

#### 4.4 Modelagem estática do conversor *forward double-ended* integrado

Nesta seção é realizada a modelagem estática do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída integrante do conversor CC-CC *full-bridge-forward* proposto, com o objetivo de obter sua equação do ganho estático, e posterior validação da mesma.

A obtenção do modelo estático do conversor é realizada utilizando os conceitos do balanço volt-segundo nos indutores (a tensão média sobre os indutores durante um período de comutação em regime permanente é igual a zero), balanço de carga nos capacitores (a corrente média nos capacitores durante um período de comutação em regime permanente é igual a zero) e aproximação de pequenas ondulações. O modelo é obtido considerando que a indutância magnetizante do transformador é muito maior do que as indutâncias de dispersão.

Uma vez que o conversor *forward double-ended* sem indutor de saída apresenta 3 indutâncias, opera no modo de condução descontínuo e possui 5 etapas de operação, o seu equacionamento torna-se complexo. Com o intuito de simplificar a obtenção do modelo do conversor, as indutâncias de dispersão são todas referidas para o primário do transformador.

Portanto, o circuito utilizado para a modelagem do conversor é mostrado na Figura 4.10. A variável  $n$  mostrada no equacionamento representa a relação  $n_3/n_1$ .

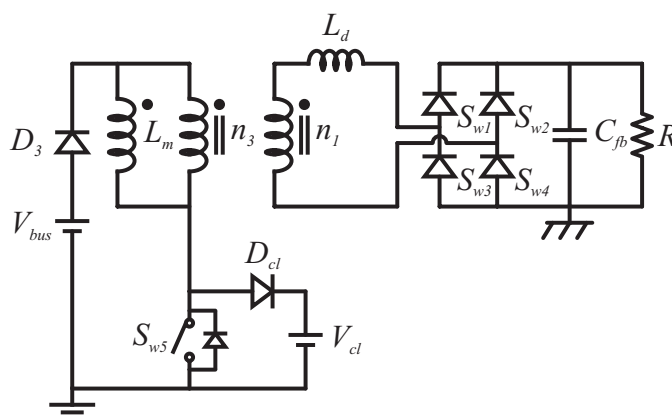


Figura 4.10 – Conversor *forward double-ended* sem indutor de saída: modelagem estática.

Uma vez que este conversor apresenta 5 etapas de operação, a duração das quatro primeiras etapas deve ser determinada através de equações matemáticas, sendo que a última possui duração restante para completar o período de comutação.

Desta maneira, quatro variáveis devem ser determinadas, sendo que cada uma representa a duração de uma das quatro primeiras etapas do conversor e são chamadas de  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$  e  $d_4$ , respectivamente. Portanto, quatro equações baseadas na estrutura do conversor são necessárias. Duas equações são obtidas através do balanço volt-segundo (balanço do fluxo magnético) nas duas indutâncias consideradas (indutância de dispersão total referida ao primário e indutância magnetizante). A terceira equação determina a duração da segunda etapa de operação em função dos parâmetros do conversor. Por fim, a última equação é obtida através do balanço de carga no capacitor de saída do conversor *forward double-ended*, e considera a igualdade entre o valor médio da corrente na indutância de dispersão referida ao primário após a ponte retificadora e a corrente de saída do conversor.

A equação do balanço volt-segundo na indutância de dispersão total referida ao primário é dada por

$$T_s \left[ (V_{bus} - nV_{fb})d_1 + (V_{bus} - V_{cl} - nV_{fb})d_2 + (V_{bus} - V_{cl} + nV_{fb})d_3 + \left( \frac{n^3 V_{fb} L_d}{n^2 L_d + L_m} \right) d_4 \right] = 0. \quad (4.41)$$

A equação do balanço volt-segundo na indutância magnetizante é dada por

$$T_s \left[ (V_{bus})d_1 + (V_{bus} - V_{cl})d_2 + (V_{bus} - V_{cl})d_3 + \left( -\frac{nV_{fb}L_m}{n^2L_d + L_m} \right) d_4 \right] = 0. \quad (4.42)$$

A equação da duração da segunda etapa de operação em função dos parâmetros do conversor é dada por

$$d_2 = -\frac{(V_{bus} - nV_{fb})d_1}{(V_{bus} - V_{cl} - nV_{fb})}. \quad (4.43)$$

A equação do balanço de carga no capacitor de saída é dada por

$$\frac{(d_1 + d_2)T_s}{2} \frac{(V_{bus} - nV_{fb})}{n^2 L_d} d_1 - \frac{(d_3 + d_4)T_s}{2} \frac{(V_{bus} - V_{cl} + nV_{fb})}{n^2 L_d} d_3 = \frac{V_{fb}}{nR}. \quad (4.44)$$

Resolvendo o sistema de equações composto por (4.41), (4.42), (4.43) e (4.44), seguido de manipulações algébricas, obtém-se a equação que determina a razão cíclica do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída, responsável pelo modo de carga do conversor proposto, em função dos seus parâmetros, a qual é dada por

$$d_1 = \sqrt{\frac{2L_d n V_{fb}}{RT_s} \frac{V_{cl} + nV_{fb} - V_{bus}}{V_{cl}(V_{bus} - nV_{fb}) + \frac{L_d V_{cl}^2 V_{fb}^3 n^5 [(L_d n^2 + L_m)(V_{bus} - V_{cl} + nV_{fb}) - L_d V_{fb} n^3] (V_{bus} - V_{cl} + nV_{fb})}{[L_d V_{fb} n^3 (V_{cl} - V_{bus}) - L_m V_{fb} n (V_{bus} - V_{cl} + nV_{fb})]^2 (V_{cl} - V_{bus} + nV_{fb})}}}. \quad (4.45)$$

Com o objetivo de validar a equação deduzida, a Figura 4.11 apresenta gráficos do valor da razão cíclica do conversor necessária para a obtenção de tensões de saída variando de 48 até 56 V. O gráfico em cinza foi obtido através da simulação do conversor realizada no software Psim<sup>®</sup>, assumindo a tensão do circuito grameador fixa e considerando componentes ideais, exceto o transformador, contendo as indutâncias magnetizante e de dispersão total referida ao primário, como mostrado na Figura 4.10. O gráfico em preto tracejado foi obtido através do modelo (4.45), que considera o conversor nas mesmas condições. Pode-se observar que este gráfico se aproxima consideravelmente do gráfico da simulação do conversor nas mesmas condições da obtenção do modelo, comprovando a modelagem realizada. Os parâmetros utilizados na obtenção das curvas através do modelo e da simulação são:  $V_{bus} = 400$  V;  $V_{cl} = 800$  V;  $n_3/n_1 = 7$ ;  $f_s = 50$  kHz;  $L_m = 8,6$  mH;  $L_d = 0,7$   $\mu$ H.

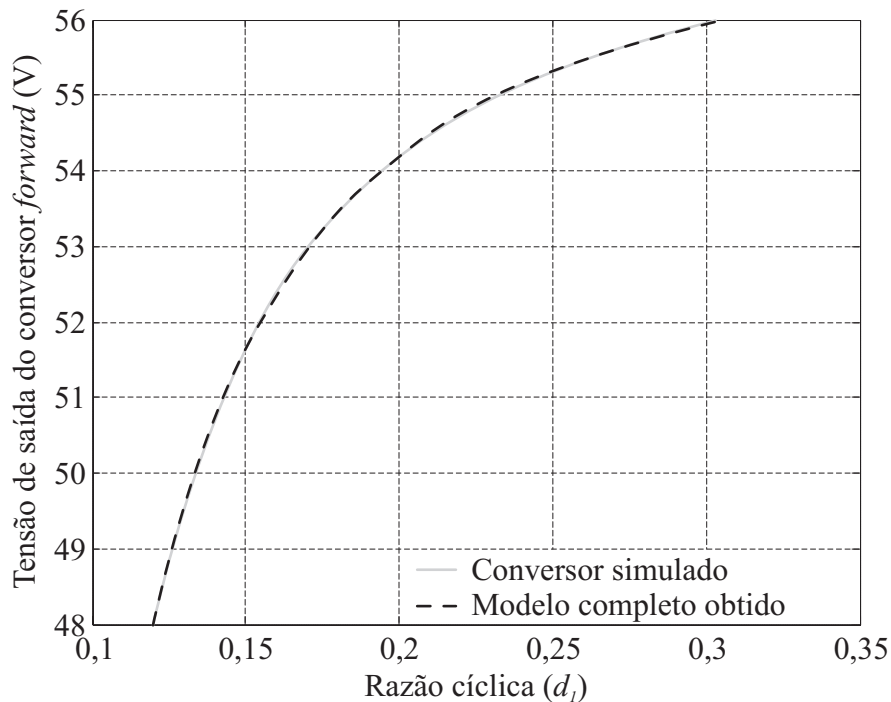


Figura 4.11 – Comparação da equação deduzida com o conversor nas mesmas condições.

Devido à complexidade do modelo resultante mostrado na equação (4.45), um modelo mais simples, considerando apenas as indutâncias de dispersão referidas ao primário e desconsiderando a indutância magnetizante também foi obtido, resultando na equação



$$d_1 = \sqrt{\frac{V_{cl} - V_{bus} + nV_{fb}}{\frac{RT_s V_{cl}}{2L_d} \left( \frac{V_{bus}}{nV_{fb}} - 1 \right)}}. \quad (4.46)$$

Esta mesma equação também pode ser obtida a partir da equação (4.45), assumindo valor muito alto (idealmente valor infinito) para a indutância magnetizante  $L_m$  do transformador.

Com o objetivo de validar a equação (4.46), a Figura 4.12 apresenta gráficos do valor da razão cíclica do conversor necessária para a obtenção de tensões de saída variando de 48 até 56 V. O gráfico em cinza novamente foi obtido através da simulação do conversor contendo as indutâncias magnetizante e de dispersão total referida ao primário, enquanto que o gráfico em preto foi obtido através do modelo (4.46), que considera o conversor apenas com a indutância de dispersão total referida ao primário. Os demais parâmetros do conversor foram mantidos. Observa-se que o erro presente é grande, devido à desconsideração da indutância magnetizante, a qual apresenta papel importante no funcionamento do conversor. Quanto menor for a indutância magnetizante, maior será o erro do modelo simplificado. Portanto, apesar de sua maior complexidade, é vantajosa a utilização do modelo (4.45).

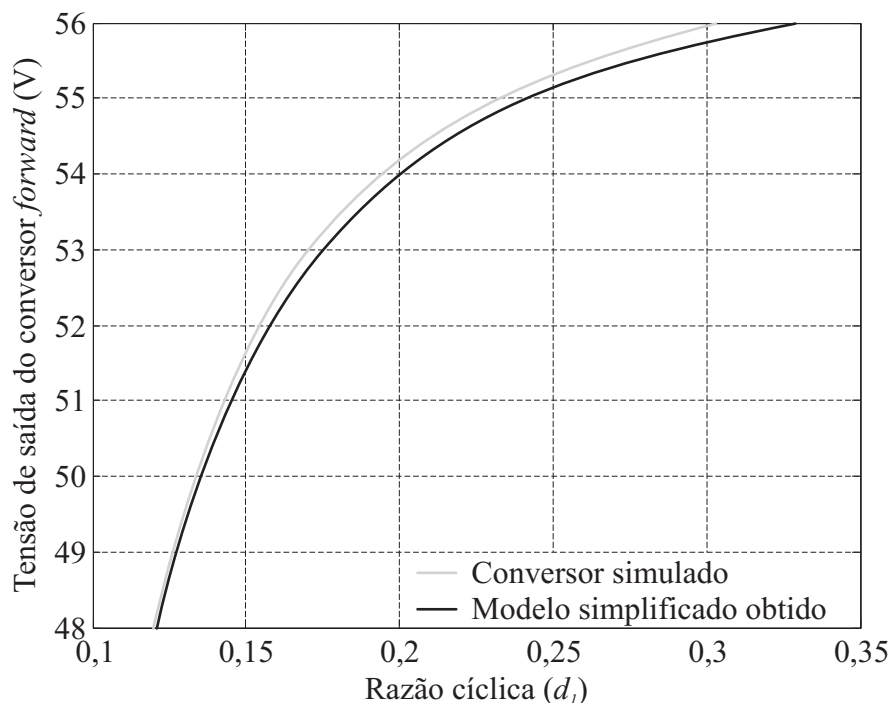


Figura 4.12 – Comparação da equação deduzida simplificada com o conversor.

## 4.5 Comparação entre o conversor proposto e o conversor DAB

O principal objetivo desta seção é fazer uma comparação entre a topologia proposta com o conversor mais utilizado para aplicações similares, que é o conversor DAB. O conversor DAB, conversor DAB incluindo um conversor *boost* de entrada, e o conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto incluindo um conversor *boost* de entrada são comparados na Tabela 4-9 em termos de número de componentes, níveis de corrente na entrada, saída, no transformador e nos interruptores dos conversores operando na potência nominal, entre outros. Estes valores foram obtidos através de simulações dos conversores realizadas no *software* Psim<sup>®</sup> com componentes ideais, exceto o transformador.

De maneira a se realizar uma comparação justa, a relação de transformação ( $n_1:n_2 = 1:6$ ) e a frequência de operação ( $f_s = 50$  kHz) foram escolhidas iguais. Além disso, o parâmetro conhecido como  $d_{DAB}$ , dado por (2.3) foi mantido próximo a 1 para os três conversores. Isto traz vantagens principalmente para a operação dos conversores DAB, uma vez que garante uma faixa de potência mais ampla com operação ZVS e menores níveis de ondulação de corrente na entrada, na saída, no transformador e nos interruptores do conversor. A indutância de dispersão do transformador precisou ser aumentada para ambos os conversores DAB para viabilizar a obtenção do nível de tensão de saída desejado na potência de interesse de acordo com (2.2), mantendo  $d_{DAB}$  próximo a 1.

Através da análise dos dados da Tabela 4-9, algumas conclusões podem ser obtidas. O volume total do transformador é praticamente o mesmo para os três conversores. O volume do núcleo é o mesmo, enquanto que o volume do cobre é similar. Isso ocorre, pois apesar das relações de espiras serem iguais, os níveis de corrente através do DAB e do DAB com o conversor *boost* são maiores do que no conversor proposto, exigindo maior área de cobre, enquanto que o conversor proposto, por sua vez, exige um enrolamento terciário adicional projetado para uma baixa corrente de carga.

Observa-se também que o conversor proposto apresenta menor número de dispositivos ativos do que o conversor DAB, porém maior número de dispositivos passivos. Entretanto, é importante ressaltar que os indutores proporcionam correntes de entrada e de saída com pequenas ondulações, um dos principais objetivos para a aplicação. O conversor DAB, por outro lado, apresenta correntes de entrada e de saída com elevada ondulação. O conversor DAB com o conversor *boost* apresenta corrente de saída com elevada ondulação e exige nove interruptores. Um indutor de dispersão adicional foi considerado para cada conversor,

permitindo o ajuste da faixa de potências na qual o conversor pode operar ou da faixa de operação com comutação suave.

**Tabela 4-9 - Comparação dos conversores DAB e conversor proposto.**

Parâmetros	DAB	DAB + <i>boost</i>	<i>FB-Forward</i> + <i>boost</i>
Interruptores	8	9	6 ou 7*
Indutores	1	2	3 ou 4*
Diodos	0	1	5 ou 6*
Corrente RMS de entrada (sistema de armazenamento) (A)	32,71	29,51	29,50
Ondulação da corrente de entrada (A)	63,89	10,68	10,97
Corrente RMS de saída (barramento CC) (A)	5,45	3,99	3,51
Ondulação da corrente de saída (A)	16,61	7,31	0,50
Corrente RMS no primário (A)	32,71	23,97	20,73
Corrente RMS no secundário (A)	5,45	3,96	3,46
Relação de espiras do transformador	1:6	1:6	1:6:7
Volume do núcleo do transformador (cm <sup>3</sup> )	78,20	78,20	78,20
Indutância de dispersão do transformador (μH)	4	6,67	1
Ângulo de defasagem (graus)	41	41	159,5
Corrente RMS no interruptor do conversor <i>boost</i> (A)	-	22,69	22,87
Corrente RMS nos interruptores do <i>full-bridge</i> do lado primário (A)	23,58	17,07	14,66
Corrente RMS nos interruptores do <i>full-bridge</i> do lado secundário (A)	3,91	2,85	-
Tensão nos interruptores do <i>full-bridge</i> do lado primário (V)	48	80	80
Tensão nos interruptores do <i>full-bridge</i> do lado secundário (V)	400	400	-
Tensão no interruptor do <i>forward double-ended</i> (V)	-	-	964

\* os valores maiores correspondem ao grameador ativo e os menores, aos passivos.

A respeito do conversor proposto, as correntes eficazes de entrada, de saída e no transformador são similares, porém menores do que nos seus concorrentes, exigindo menor área de cobre. As correntes eficazes dos interruptores também são similares, exigindo interruptores que suportem praticamente os mesmos níveis de corrente. Uma desvantagem é que o interruptor do conversor *forward double-ended* opera com tensão elevada.

Portanto, pode-se concluir que apesar do conversor proposto apresentar maior número de dispositivos passivos e sobretensão no interruptor do conversor *forward double-ended*, correntes de entrada e de saída com baixa ondulação são atingidas com menor número de dispositivos ativos, sem comprometer o volume do transformador e os níveis de corrente dos interruptores. Comparações baseadas em resultados experimentais são apresentadas no capítulo 5.

## 4.6 Conclusão

Este capítulo apresentou questões específicas relacionadas ao conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto, como metodologia de projeto, modelagem estática do processo de carga do elemento de armazenamento de energia realizado pelo conversor *forward double-ended* sem indutor de saída e comparação com o conversor DAB.

Devido ao processo de integração do conversor proposto, diversas questões de projeto estão interligadas (perda de razão cíclica, desvio de corrente magnetizante, níveis de tensão, rendimento, volume, entre outros) e devem ser analisadas para primeiramente permitir o funcionamento adequado do conversor e, posteriormente, obter o rendimento mais elevado possível para a topologia, além de não comprometer custo e volume. A partir da metodologia de projeto realizada, pode-se constatar que ambos os objetivos podem ser atingidos para o conversor proposto.

Um procedimento de projeto do conversor incluindo transformador, níveis de tensão, circuitos grampeadores e indutores foi proposto e exemplificado. Observou-se que o transformador é um elemento de grande importância no funcionamento do conversor e deve ser confeccionado de maneira a apresentar elevada indutância magnetizante e reduzidas indutâncias de dispersão (principalmente entre os enrolamentos primário e terciário) com o objetivo de reduzir as perdas do conversor, sendo o impacto da indutância magnetizante mais significativo sobre o seu rendimento. O projeto dos circuitos grampeadores apresentou erros sempre inferiores a 2,5 % e, na maioria das vezes, inferiores a 0,8 % para os parâmetros projetados, os quais se devem ao fato de considerar a tensão do circuito grampeador constante

e que toda a corrente desviada ao circuito grampeador circula pelo capacitor. O modelo do ganho estático do conversor *forward double-ended* foi obtido e validado através de simulações.

A comparação do conversor proposto incluindo o conversor *boost* de entrada com o conversor DAB mostrou que o conversor proposto apresenta menor quantidade de interruptores (6 contra 8, considerando os grampeadores passivos), menor ondulação nas correntes de entrada (10,97 A contra 63,89 A no elemento de armazenamento) e de saída (0,50 A contra 16,61 A no barramento CC), níveis similares de corrente eficaz no transformador e nos interruptores, e mesmo volume do transformador. Por fim, a comparação do conversor proposto incluindo o conversor *boost* de entrada com o conversor DAB também incluindo o conversor *boost* de entrada mostrou que o conversor proposto apresenta menor quantidade de interruptores (6 contra 9, considerando os grampeadores passivos), ondulação similar na corrente de entrada, menor ondulação na corrente de saída (0,50 A contra 7,31 A), níveis similares de corrente eficaz no transformador e nos interruptores, e mesmo volume do transformador.

# Capítulo 5

## Resultados experimentais

### 5.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados experimentais do funcionamento do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto, com o objetivo de validação da análise teórica realizada e análise do seu desempenho, e também do conversor DAB, com o objetivo de se realizar uma análise comparativa com o conversor proposto. Inicialmente, os resultados experimentais do conversor proposto, incluindo os modos de carga (conversor *forward double-ended* com três circuitos grampeadores) e descarga (conversor *full-bridge* e conversor *boost* de entrada) são apresentados. Na sequência, os resultados experimentais do conversor DAB, também incluindo os modos de carga e descarga, são apresentados. Os parâmetros da aplicação comuns a ambas as topologias são apresentados na Tabela 5-1.

Todos os sinais modulados por largura de pulso (PWM) de acionamento dos interruptores foram gerados utilizando o DSP TMS320F28335 do fabricante Texas Instruments. As medições de potência e rendimento foram realizadas com o *digital power meter* WT1600 do fabricante Yokogawa.

**Tabela 5-1 - Parâmetros da aplicação.**

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do barramento CC	$V_{bus}$	400 V
Tensão de carga no conversor <i>full-bridge</i>	$V_{charg}$	54 V
Tensão de descarga no conversor <i>full-bridge</i>	$V_{fb}$	80 V
Tensão nominal do elemento de armazenamento de energia	$V_{sto}$	48 V
Potência de carga nominal	$P_{ch}$	100 W
Máxima potência de descarga	$P_{disch}$	1,4 kW
Frequência de comutação	$f_s$	50 kHz
Relação de transformação do transformador	$n_1:n_2:n_3$	1:6:7

## 5.2 Conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto

Esta seção apresenta os resultados experimentais do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto operando nos modos de carga e descarga do sistema de armazenamento. A topologia do conversor proposto implementada é mostrada na Figura 5.1. O bloco CG representa um circuito grampeador genérico, pois os circuitos grampeadores específicos são apresentados um por vez na sequência. Os demais parâmetros são mostrados na Tabela 5-2. Os dispositivos semicondutores utilizados são apresentados na Tabela 5-3.

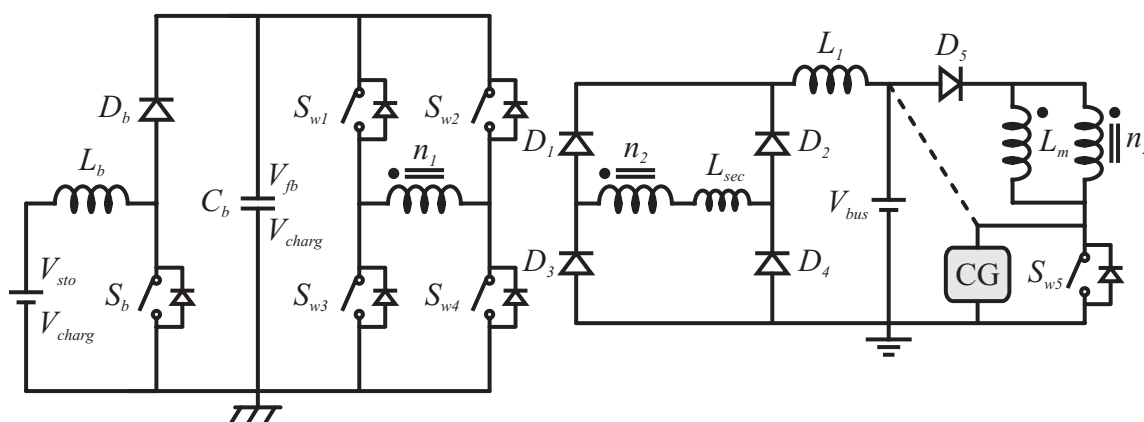


Figura 5.1 – Topologia do conversor proposto implementada.

Tabela 5-2 - Parâmetros do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutor de saída do conversor <i>full-bridge</i>	$L_1$	1,3 mH
Indutor em série com o secundário do conversor <i>full-bridge</i>	$L_{sec}$	20 $\mu$ H
Indutor do conversor <i>boost</i>	$L_b$	70 $\mu$ H
Capacitor de saída no modo de carga ( <i>forward</i> )	$C_{fb}$	150 $\mu$ F
Capacitor de saída no modo de descarga ( <i>full-bridge</i> )	$C_{bus}$	35 $\mu$ F
Capacitor de saída do conversor <i>boost</i>	$C_b$	1100 $\mu$ F

Tabela 5-3 - Semicondutores utilizados no conversor proposto.

Semicondutor	Símbolo	Modelo
Interruptores do conversor <i>full-bridge</i>	$S_{w1}$ - $S_{w4}$	IPP06CN10N
Interruptor do conversor <i>forward</i>	$S_{w5}$	IXFP3N120
Interruptor do conversor <i>boost</i> de entrada	$S_b$	IRFB4127PBF
Diodos do conversor <i>full-bridge</i>	$D_1$ - $D_4$	15ETH06
Diodo em série com a entrada do conversor <i>forward</i>	$D_5$	MUR160
Diodo do conversor <i>boost</i> de entrada	$D_b$	HFA25PB60

### 5.2.1 Modo de carga: conversor *forward double-ended*

Esta subseção apresenta os resultados experimentais do modo de carga do conversor proposto, realizado pelo conversor *forward double-ended*, incluindo os três circuitos grampeadores estudados e uma comparação de rendimento entre os mesmos. Para cada circuito grampeador é verificado o rendimento do conversor *forward double-ended* operando integrado ao conversor *full-bridge*, como proposto nesta Tese, e do conversor *forward double-ended* operando sem integração. No último caso, o enrolamento secundário do transformador não é conectado à ponte de diodos e o indutor  $L_I$  não é conectado ao barramento CC.

#### 5.2.1.1 Conversor *forward double-ended* com grampeador passivo dissipativo

Conforme verificado no capítulo 4, a operação do conversor *forward double-ended* é muito dependente dos valores de indutância magnetizante e de dispersão do transformador utilizado. Com o objetivo de verificar o seu comportamento em diferentes cenários, dois transformadores com características distintas, porém com mesma relação de transformação entre primário e terciário (1:7), foram utilizados na obtenção dos resultados experimentais.

O transformador 1 corresponde ao transformador confeccionado para o conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto, cujas especificações foram apresentadas na Tabela 4-3 e Tabela 4-4. As especificações do transformador 2 são apresentadas na Tabela 5-4 (parâmetros) e Tabela 5-5 (valores das indutâncias). Este transformador foi projetado para a potência de operação do conversor *forward double-ended*, resultando em um volume menor e foi confeccionado com 2 enrolamentos apenas, chamados de primário e terciário para facilitar a comparação com o transformador 1. O enrolamento terciário foi posicionado próximo ao núcleo, enquanto que o enrolamento primário foi posicionado sobre o terciário, na camada externa do núcleo.

Por questões didáticas, o transformador 2 é utilizado para obtenção das formas de onda do conversor *forward double-ended* apresentadas nesta Tese, devido às menores capacitâncias parasitas, resultando em menores ondulações parasitas nas formas de onda. Porém, os valores de rendimento dos conversores implementados são sempre obtidos com o transformador 1.

A topologia do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída com grampeador passivo dissipativo implementada é mostrada na Figura 5.2. Os elementos são os mesmos apresentados na Tabela 5-2 e Tabela 5-3, sendo adicionados o capacitor  $C_{pd} = 13$  nF e o diodo  $D_{cl}$  do modelo DSEI12-12A.

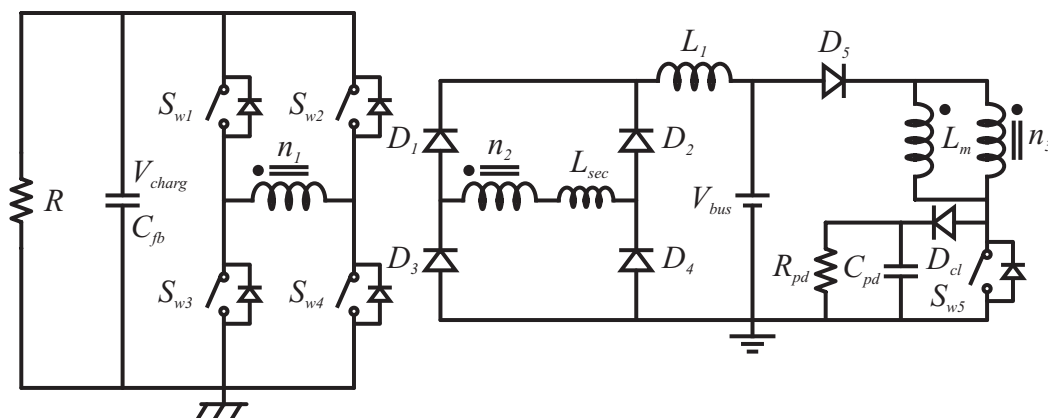


Tabela 5-4 - Parâmetros do transformador 2.

Parâmetro	Valor
Núcleo de ferrite	E45/15
Condutor (fio litz com 63 condutores em paralelo)	AWG37
Número de espiras do enrolamento primário	8
Número de espiras do enrolamento terciário	56
Condutores em paralelo no enrolamento primário	2
Condutores no enrolamento terciário	1
Resistência do enrolamento primário	15 mΩ
Resistência do enrolamento terciário	145 mΩ

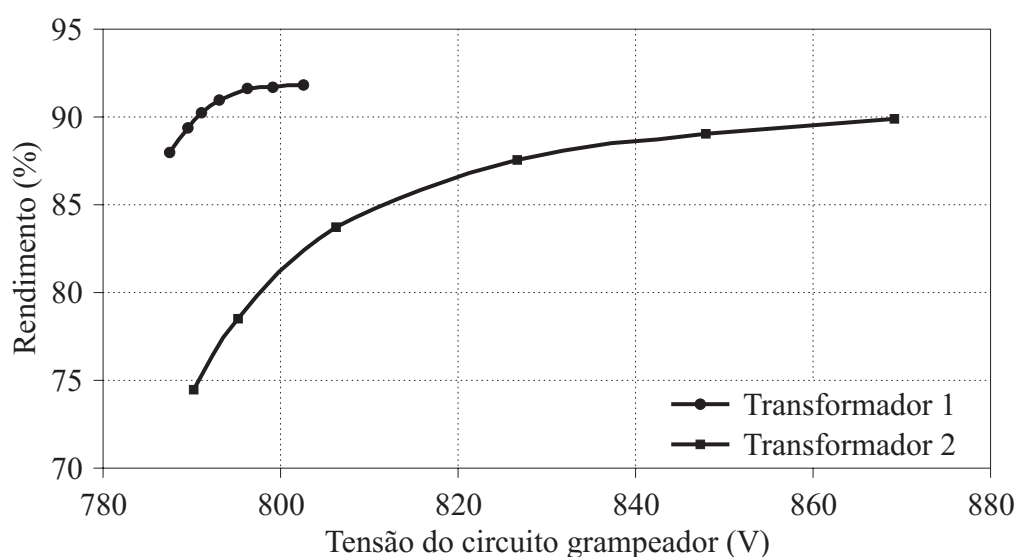
Tabela 5-5 - Valores das indutâncias do transformador 2.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância magnetizante (paralela ao terciário)	$L_m$	1,7 mH
Indutância de dispersão do enrolamento primário	$L_{d1}$	0,425 μH
Indutância de dispersão do enrolamento terciário	$L_{d3}$	20,825 μH
Indutância de dispersão total do enrolamento primário ( $L_{d1}+L_{d13}$ )	$L_d$	0,85 μH

Figura 5.2 – Topologia do conversor *forward double-ended* com grampeador passivo dissipativo implementada.

Convém ressaltar que, como os interruptores do conversor *full-bridge* desempenham o papel de um retificador em ponte completa na saída do conversor *forward double-ended*, com o objetivo de elevar o rendimento do conversor aplicou-se a técnica de retificação síncrona nestes interruptores. Desta maneira, a corrente flui através de todo o dispositivo ao invés de circular somente pelos seus diodos intrínsecos, proporcionando redução das perdas devido à baixa resistência de condução dos interruptores e pelo fato da corrente ser pequena, pois é dividida entre o canal e o diodo.

Em um primeiro momento, obteve-se a curva do rendimento do conversor em função da tensão do circuito grameador para ambos os transformadores. O seguinte procedimento foi adotado para obtenção deste resultado: a potência de saída do conversor foi mantida constante e igual a 100 W, sendo que a tensão do circuito grameador foi variada, através da variação do valor do resistor do circuito grameador de 123 k $\Omega$  à 1370 k $\Omega$  para o transformador 1 e de 23,5 k $\Omega$  à 192 k $\Omega$  para o transformador 2. A Figura 5.3 ilustra o gráfico do rendimento do conversor em função da tensão do grameador para ambos os transformadores, o qual foi obtido com o conversor *forward double-ended* operando sem integração. O rendimento máximo obtido com o transformador 1 é igual a 91,82 %, com  $V_{cl} = 803$  V. Estabelecendo a integração dos conversores apresentada na Figura 5.2, devido a perdas adicionais no enrolamento secundário, as quais são melhor exploradas na sequência, o rendimento máximo do conversor é igual a 91,02 %.



**Figura 5.3 – Rendimento do conversor *forward double-ended* em função da tensão do circuito grameador para transformadores distintos ( $V_{bus} = 400$  V;  $V_{fb} = 54$  V;  $P_{out} = 100$  W;  $n_3:n_1 = 7:1$ ).**

Através deste resultado, observa-se que o rendimento do conversor *forward double-ended* aumenta à medida que a tensão sobre o circuito grameador aumenta, para ambos os transformadores testados, uma vez que menos energia é desviada e dissipada no circuito grameador, comprovando os resultados teóricos. Pode-se observar também que como o transformador 1 possui maior indutância magnetizante e menores indutâncias de dispersão, ele proporciona maior rendimento (em torno de 10 %) para mesmos valores de tensão no circuito grameador e a sua tensão do circuito grameador tem excursão menor, pois menos corrente é desviada para o circuito, evitando um grande aumento na tensão do capacitor. Por

fim, comprova-se a grande influência dos parâmetros do transformador, principalmente da indutância magnetizante (5 vezes maior no transformador 1), no rendimento do conversor.

Observa-se também que os valores dos resistores utilizados para obter as tensões desejadas são um pouco diferentes dos valores previamente projetados. Os valores dos parâmetros deste e dos demais circuitos grampeadores sofreram alguma alteração devido às não idealidades desconsideradas na metodologia de projeto, mas presentes na implementação prática, como resistências, capacitâncias, indutâncias e perdas magnéticas, por exemplo, e também pelo fato da tensão do circuito grampeador ser um pouco superior na implementação.

A diferença de rendimento entre o conversor *forward double-ended* integrado e não integrado ao conversor *full-bridge* se deve à circulação de uma corrente de baixa magnitude através dos diodos  $D_1$  a  $D_4$ , resultante de sobretensão e oscilações de tensão de alta frequência nestes diodos causadas por elementos parasitas do circuito, principalmente no momento do acionamento do interruptor principal. Circuitos *snubber* podem eliminar as sobretensões. A circulação de corrente pelos diodos pode ser eliminada com a inserção de um relé em série com o enrolamento secundário do transformador, sendo bloqueado durante o modo de carga.

Em um segundo momento, obteve-se a curva do rendimento do conversor *forward double-ended* operando sem integração em função da potência de saída utilizando o transformador 1, mostrada na Figura 5.4. O seguinte procedimento foi adotado para obtenção deste resultado: a potência de saída do conversor foi variada de 20 até 100 W, através da variação do valor do resistor de saída (carga) do conversor.

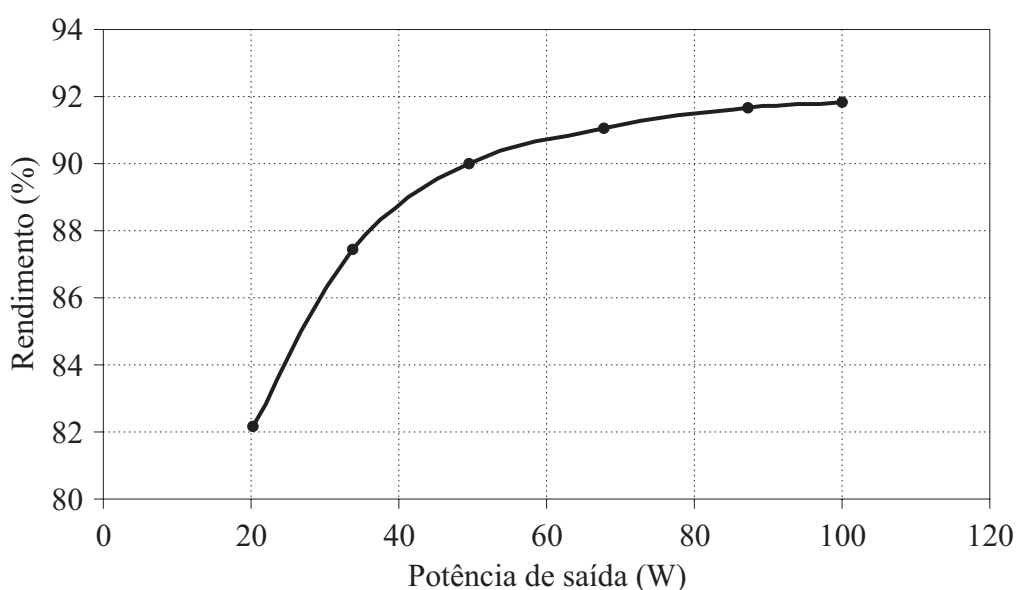


Figura 5.4 – Rendimento do conversor *forward double-ended* em função da potência de saída para o transformador 1 ( $V_{bus} = 400$  V;  $V_{fb} = 54$  V;  $n_3:n_1 = 7:1$ ).

Através destes resultados, observa-se que o rendimento do conversor *forward double-ended* aumenta à medida que a potência de saída do conversor aumenta, atingindo rendimento mais alto (igual a 91,82 %) no ponto em que o conversor irá operar no processo de carga.

As figuras a seguir ilustram as principais formas de onda do conversor *forward double-ended*. Estas formas de onda foram obtidas com potência nominal, razão cíclica fixa igual a 26 % e resistência do grampeador igual a 94 k $\Omega$  ( $V_{cl} = 800$  V). Com intuito de se obter melhor visualização das formas de onda (questão meramente didática), deixando-as sem ondulações parasitas, o transformador 2 foi utilizado por apresentar menores capacitâncias parasitas, e diodos *schottky* do modelo SB5100 foram empregados ao invés de interruptores na ponte de saída. Além disso, um resistor de 100  $\Omega$  foi colocado em paralelo a cada diodo superior ( $S_{w1}$  e  $S_{w2}$ ) da ponte retificadora com o objetivo de amortecer as ondulações de tensão presentes na última etapa de operação, na qual não há circulação de corrente no conversor.

A Figura 5.5 mostra a corrente no terciário do transformador (primário do conversor *forward double-ended*) e a tensão sobre o interruptor principal. Pode-se observar que a corrente no enrolamento terciário é composta pela corrente do interruptor  $S_{w5}$  e pela corrente do diodo  $D_{cl}$  do circuito grampeador, ambas mostradas na Figura 3.11. A Figura 5.6 mostra a corrente no terciário do transformador e a tensão sobre o diodo do circuito grampeador.

A Figura 5.7 mostra a corrente no primário do transformador (secundário do conversor *forward double-ended*) e a tensão sobre os diodos inferiores ( $S_{w3}$  e  $S_{w4}$ ) da ponte retificadora. A Figura 5.8 mostra a corrente e a tensão no primário do transformador. Pode-se observar que a corrente no enrolamento primário é formada pela corrente  $-i_{S_{w1}}$  e pela corrente oposta à  $-i_{S_{w2}}$ , ambas mostradas na Figura 3.11, uma vez que a corrente é obtida no enrolamento do transformador e não após a ponte retificadora.

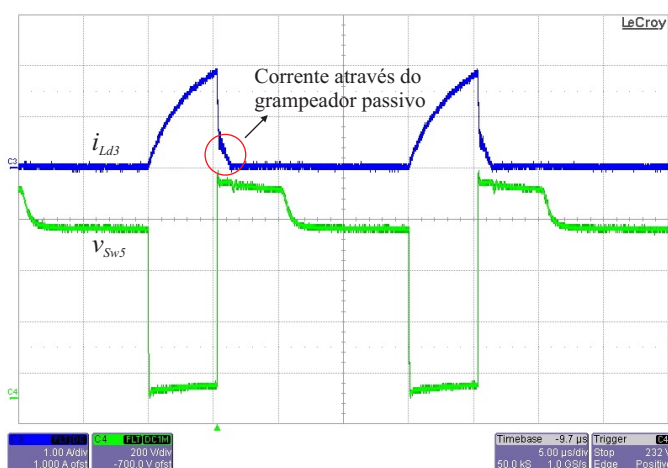


Figura 5.5 – Corrente no enrolamento terciário (1 A/div.) e tensão sobre  $S_{w5}$  (200 V/div.).

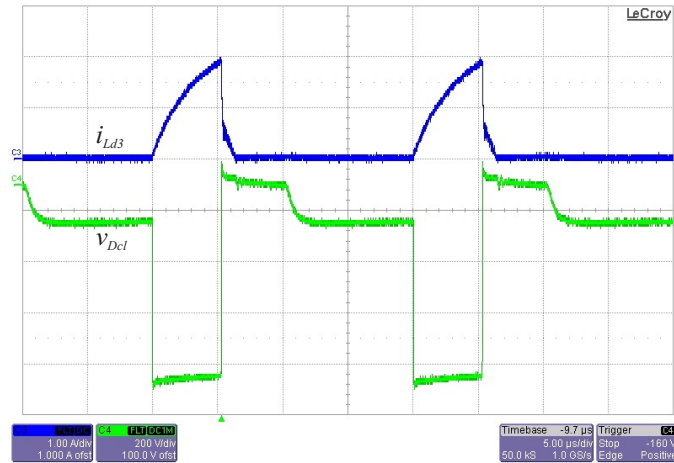


Figura 5.6 – Corrente no enrolamento terciário (1 A/div.) e tensão sobre  $D_{cl}$  (200 V/div.).

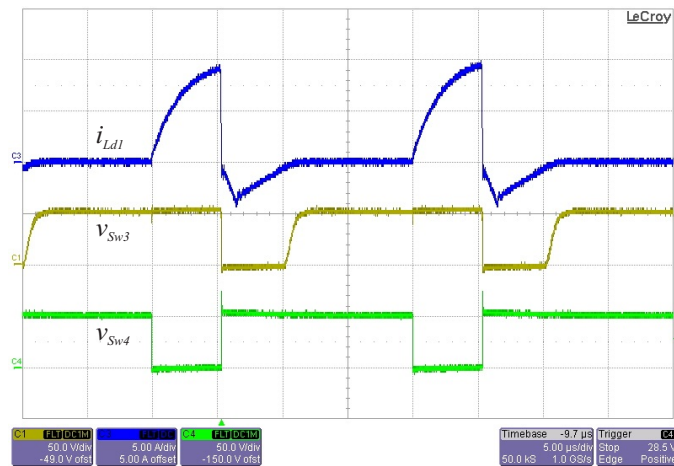


Figura 5.7 – Corrente no enrolamento primário (5 A/div.) e tensão sobre os diodos de  $S_{w3}$  e  $S_{w4}$  (50 V/div.).

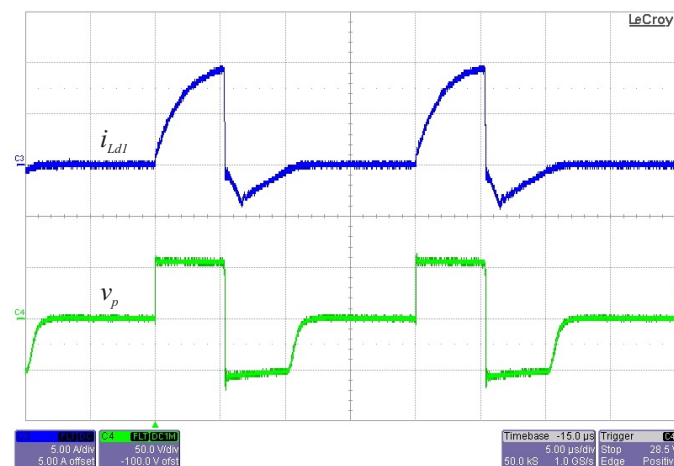


Figura 5.8 – Corrente (5 A/div.) e tensão (50 V/div.) no enrolamento primário.

Observa-se a presença de uma curvatura na rampa de subida das correntes durante a primeira etapa de operação do conversor *forward double-ended*. Esta curvatura surge, pois não há um indutor de saída na topologia. Seu papel é desempenhado pela indutância de

dispersão do transformador. Devido ao baixo valor da indutância de dispersão, as resistências intrínsecas do circuito (enrolamentos do transformador, interruptor, diodos), as quais também possuem baixo valor, constituem um circuito LR responsável pela curvatura exponencial na corrente, que pode ser facilmente reproduzida em simulação através da inserção das resistências intrínsecas. Entretanto, esta curvatura não compromete a operação do conversor.

As formas de onda apresentadas comprovam o funcionamento do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída e validam as análises teóricas realizadas nesta Tese.

### 5.2.1.2 Conversor *forward double-ended* com grampeador passivo regenerativo

A topologia do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída com grampeador passivo regenerativo implementada é mostrada na Figura 5.9. Os elementos são os mesmos apresentados na Tabela 5-2 e Tabela 5-3, sendo adicionados o capacitor  $C_{pr} = 13$  nF e o diodo  $D_{cl}$  do modelo DSEI12-12A, idênticos aos do grampeador passivo dissipativo.

Para atingir a mesma tensão máxima do circuito grampeador passivo dissipativo ( $V_{cl} = 803$  V) com o transformador 1, uma resistência menor foi necessária, igual a 670 k $\Omega$  e o rendimento resultante foi maior, igual a 92,01 % para o conversor *forward double-ended* operando sem integração e 91,20 % para o conversor *forward double-ended* operando de maneira integrada, como apresentado na Figura 5.9.

As formas de onda do conversor *forward double-ended* utilizando o grampeador passivo regenerativo implementado são muito similares às formas de onda do conversor *forward double-ended* utilizando o grampeador passivo dissipativo e não são apresentadas. Entretanto, a análise do seu rendimento e comparação com os demais circuitos grampeadores aplicados ao conversor *forward double-ended* são apresentadas na subseção 5.2.1.4.

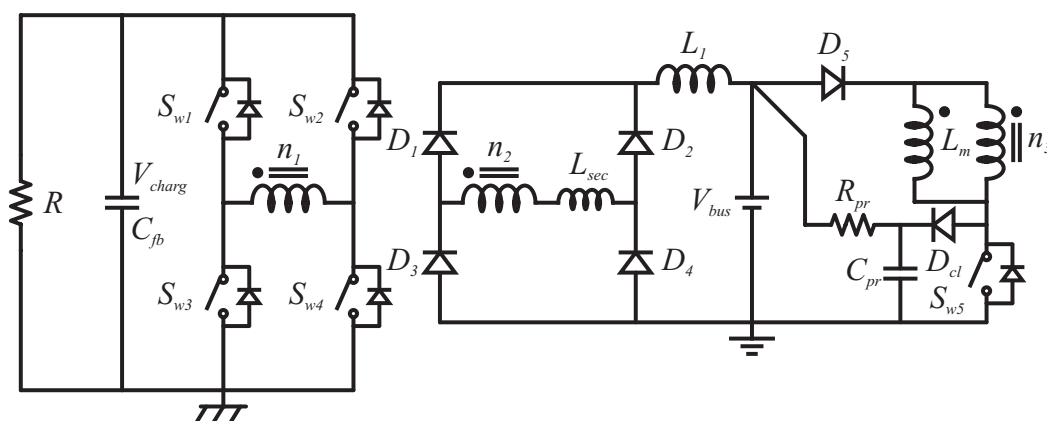


Figura 5.9 – Topologia do conversor *forward double-ended* com grampeador passivo regenerativo implementada.

### 5.2.1.3 Conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo

A topologia do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída com grampeador ativo regenerativo implementada é mostrada na Figura 5.10. Os elementos são os mesmos apresentados na Tabela 5-2 e Tabela 5-3, sendo adicionados os componentes passivos mostrados na Tabela 5-6 e os semicondutores mostrados na Tabela 5-7. Optou-se por utilizar o mesmo capacitor de grampeamento para todos os circuitos grampeadores.

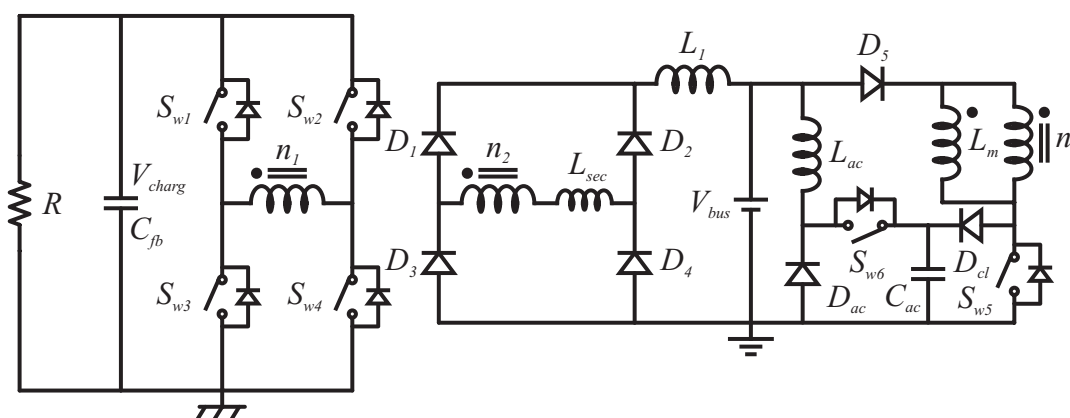


Figura 5.10 – Topologia do conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo implementada.

Tabela 5-6 - Componentes passivos do conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutor do grampeador ativo do conversor <i>forward</i>	$L_{ac}$	5,22 mH
Capacitor do grampeador do conversor <i>forward</i>	$C_{ac}$	13 nF

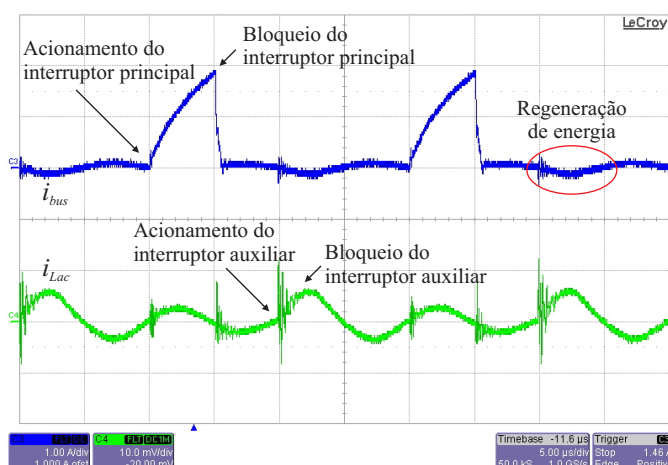
Tabela 5-7 - Semicondutores do conversor *forward double-ended* com grampeador ativo regenerativo.

Semicondutor	Símbolo	Modelo
Interruptor do grampeador ativo do conversor <i>forward</i>	$S_{w6}$	IKA03N120H2
Diodo do grampeador do conversor <i>forward</i>	$D_{cl}$	DSEI12-12A
Diodo do grampeador ativo do conversor <i>forward</i>	$D_{ac}$	DSEI12-12A

Para o circuito grampeador ativo regenerativo, com a redução da razão cíclica ou da frequência de comutação do interruptor auxiliar, a tensão do circuito grampeador aumenta e, conseqüentemente, uma menor parcela de corrente é desviada para o capacitor do circuito grampeador. Com menos energia circulando pelo circuito grampeador, o rendimento do conversor *forward double-ended* aumenta, como esperado pela análise teórica.

De maneira a se obter a mesma tensão que nos demais circuitos grameadores ( $V_{cl} = 803 \text{ V}$ ) utilizando o transformador 1, a frequência de comutação do circuito grameador ativo utilizada foi igual a 10 kHz e a razão cíclica do interruptor auxiliar utilizada foi igual a 1 %. O rendimento atingido neste ponto foi igual a 92,03 % para o conversor *forward double-ended* operando sem integração e 91,21 % para o conversor *forward double-ended* operando de maneira integrada, como apresentado na Figura 5.10.

Resultados experimentais do conversor *forward double-ended* com circuito grameador ativo regenerativo são apresentados na Figura 5.11, onde a corrente no enrolamento terciário do transformador ou no barramento CC ( $i_{bus}$ ) e a corrente no indutor do grameador ativo ( $i_{Lac}$ ) podem ser vistas. Novamente, as formas de onda são obtidas com o transformador 2 com o objetivo de facilitar as suas visualizações em função dos menores elementos parasitas neste transformador (questão meramente didática). A razão cíclica do interruptor principal é igual a 26 %, enquanto que a razão cíclica do interruptor do circuito grameador é igual a 3 %. A frequência de comutação de ambos os interruptores é igual a 50 kHz e há uma defasagem de 180° entre os sinais de acionamento dos mesmos, ambos os valores escolhidos com o intuito de melhor visualizar o processo de regeneração de energia. Pode-se observar que a corrente através do indutor  $L_{ac}$  é regenerada para o barramento CC, validando as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 3.24.



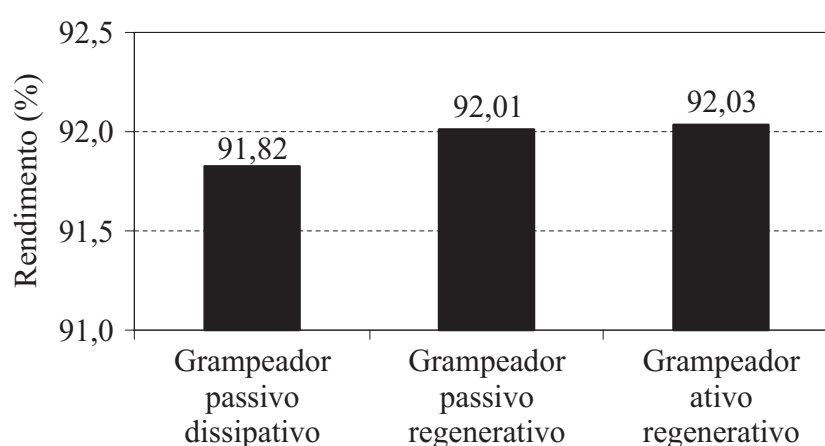
**Figura 5.11 – Correntes através do barramento CC (1 A/div.) e do indutor do circuito grameador ativo (200 mA/div.).**

#### 5.2.1.4 Comparação de rendimento dos grameadores do conversor *forward double-ended*

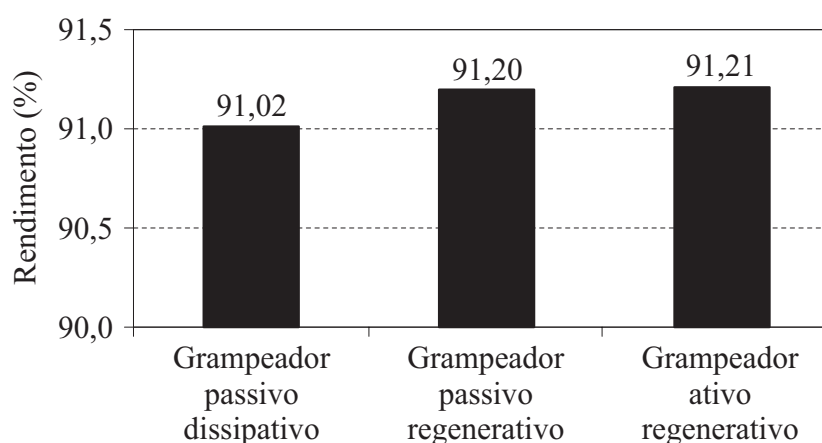
Esta subseção apresenta uma comparação de rendimento entre os três circuitos grameadores aplicados ao conversor *forward double-ended* integrado e não integrado ao



conversor *full-bridge*. O transformador 1 foi utilizado para obter estes resultados e a tensão do circuito grameador é igual a 803 V para os três circuitos grameadores em ambas as situações. A Figura 5.12 apresenta a comparação de rendimento dos três circuitos grameadores para o conversor *forward double-ended* não integrado ao conversor *full-bridge*, e a Figura 5.13, para o conversor *forward double-ended* integrado ao conversor *full-bridge*. Observa-se que em ambos os cenários os circuitos grameadores ativo e passivo regenerativos apresentam aproximadamente o mesmo rendimento, seguidos pelo circuito grameador passivo dissipativo. Conclui-se que o circuito grameador passivo regenerativo é vantajoso por apresentar praticamente o mesmo rendimento do circuito grameador ativo regenerativo, porém sendo mais simples e por apresentar maior rendimento que o circuito grameador passivo dissipativo, sem necessitar elementos adicionais comparado com este. As medições destes rendimentos foram realizadas com o *digital power meter* WT1600 do fabricante Yokogawa, através da média de três medições, com precisão de 0,01 %.



**Figura 5.12 – Rendimento do conversor *forward double-ended* não integrado utilizando três circuitos grameadores ( $V_{bus} = 400$  V;  $V_{fb} = 54$  V;  $V_{cl} = 803$  V;  $P_{out} = 100$  W;  $n_3:n_1 = 7:1$ ).**



**Figura 5.13 – Rendimento do conversor *forward double-ended* integrado utilizando três circuitos grameadores ( $V_{bus} = 400$  V;  $V_{fb} = 54$  V;  $V_{cl} = 803$  V;  $P_{out} = 100$  W;  $n_3:n_1 = 7:1$ ).**

### 5.2.2 Modo de descarga: conversor *full-bridge*

Esta subseção apresenta os resultados experimentais do modo de descarga do conversor proposto, realizado pelo conversor *full-bridge* ZVS. Além disso, uma comparação de rendimento é realizada entre o conversor *full-bridge* integrado ao conversor *forward double-ended*, como proposto nesta Tese, e o conversor *full-bridge* clássico, sem integração. Para esta verificação, o grampeador passivo dissipativo é utilizado devido a sua simplicidade.

A topologia do conversor *full-bridge* integrada ao conversor *forward double-ended* implementada é mostrada na Figura 5.14, enquanto que a topologia do conversor *full-bridge* clássico (não integrada) implementada é mostrada na Figura 5.15. Os elementos do conversor são os mesmos apresentados na Tabela 5-2 e Tabela 5-3.

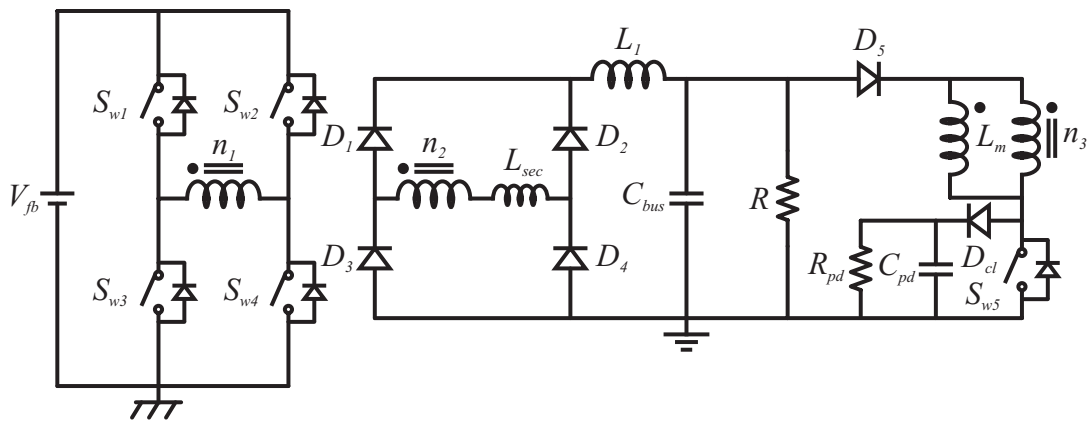


Figura 5.14 – Topologia do conversor *full-bridge* integrada ao conversor *forward* implementada.

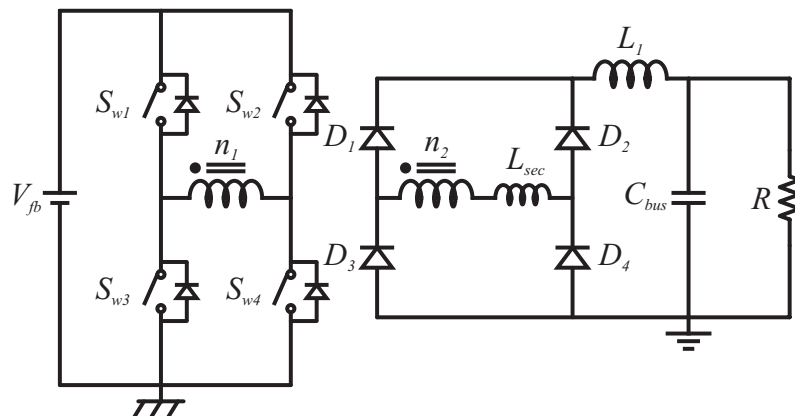
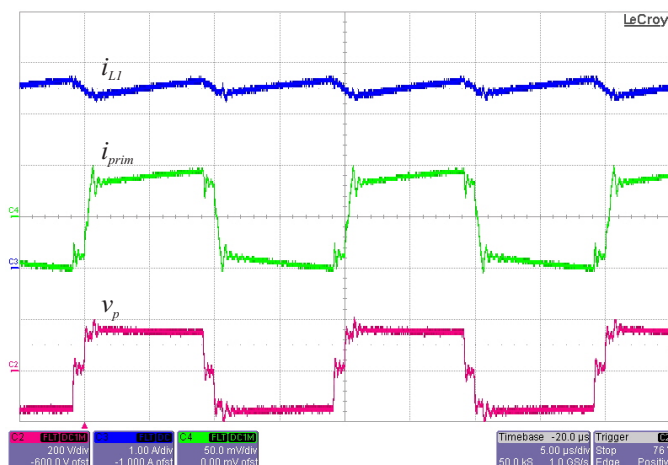


Figura 5.15 – Topologia do conversor *full-bridge* não integrada ao conversor *forward* implementada.

Formas de onda do conversor *full-bridge* integrado ao conversor *forward double-ended* utilizando modulação *phase-shift* são apresentadas na Figura 5.16. A corrente no indutor de saída e no enrolamento primário do transformador e a tensão sobre o enrolamento

primário do transformador são apresentadas, quando a potência de saída é nominal, igual a 1,4 kW (ângulo de defasagem igual a  $166^\circ$ ). As formas de onda do conversor *full-bridge* não integrado são praticamente idênticas às da Figura 5.16 e não são apresentadas.



**Figura 5.16** – Corrente no indutor de saída (1 A/div.), corrente no primário do transformador (25 A/div.) e tensão no primário do transformador (100 V/div.) do conversor *full-bridge* integrado com PSM ( $V_{fb} = 80$  V;  $V_{bus} = 400$  V;  $P_{out} = 1,4$  kW;  $n_1:n_2 = 1:6$ ).

A Figura 5.17 mostra o rendimento do conversor *full-bridge* clássico e o rendimento do conversor *full-bridge* integrado ao conversor *forward double-ended*, como proposto nesta Tese. O rendimento do conversor *full-bridge* integrado é um pouco inferior devido à circulação de uma pequena corrente pelo conversor *forward* ( $C_{bus}-D_5-n_3-D_{cl}-C_{pd}$ ), a qual mantém o capacitor do circuito grameador carregado. A diferença no rendimento é pequena e reduz com o aumento da potência (0,8 % em 200 W; 0,3 % em 500 W; 0,15 % em 1,4 kW). Este resultado prova que o impacto da integração proposta sobre o rendimento do conversor *full-bridge* não é significativo e que elevados rendimentos podem ser obtidos. Esta diferença de rendimento pode ser reduzida com a utilização dos grameadores regenerativos, pois a dissipação de energia nestes grameadores é inferior. Além disso, a circulação de corrente pelo conversor *forward double-ended* pode ser eliminada com a inserção de um relé em série com o diodo  $D_5$ , sendo bloqueado na operação de descarga.

Com o objetivo de analisar a faixa de operação do conversor com comutações do tipo ZVS, a Figura 5.18 mostra as formas de onda da tensão sobre o interruptor  $S_{w4}$  e o seu sinal de acionamento, para as potências de (a) 250 W, (b) 300 W, (c) 330 W e (d) 400 W. Observa-se que em 250 W a comutação é quasi-ZVS [71] e que para potências maiores ou iguais a 300 W as comutações são ZVS, validando a faixa de operação do conversor com ZVS, projetada para potências maiores ou iguais a 265 W. O interruptor  $S_{w4}$  foi selecionado para análise das

comutações, pois é referenciado ao terra do conversor e a conexão das ponteiros de prova do osciloscópio nos seus terminais apresentou a menor interferência na operação do conversor.

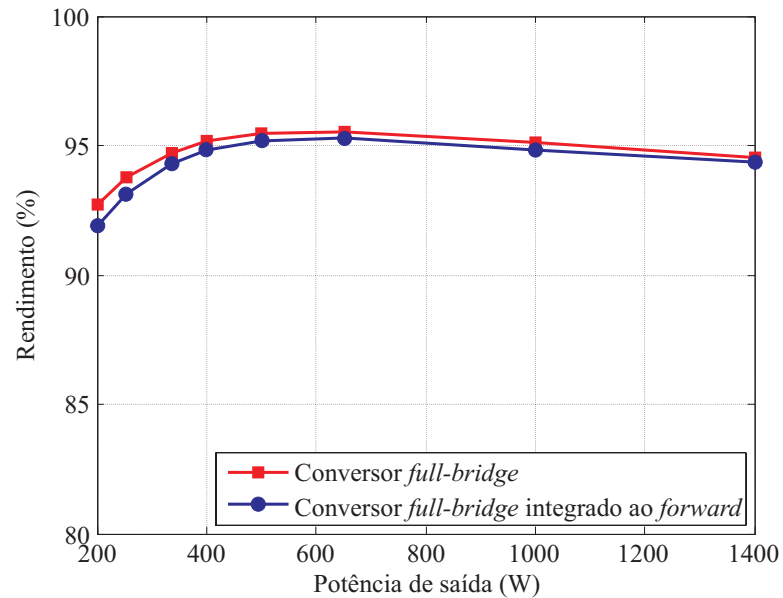


Figura 5.17 – Rendimentos do conversor *full-bridge* e *full-bridge* integrado ao conversor *forward double-ended* ( $V_{fb} = 80$  V;  $V_{bus} = 400$  V;  $n_1:n_2 = 1:6$ ).

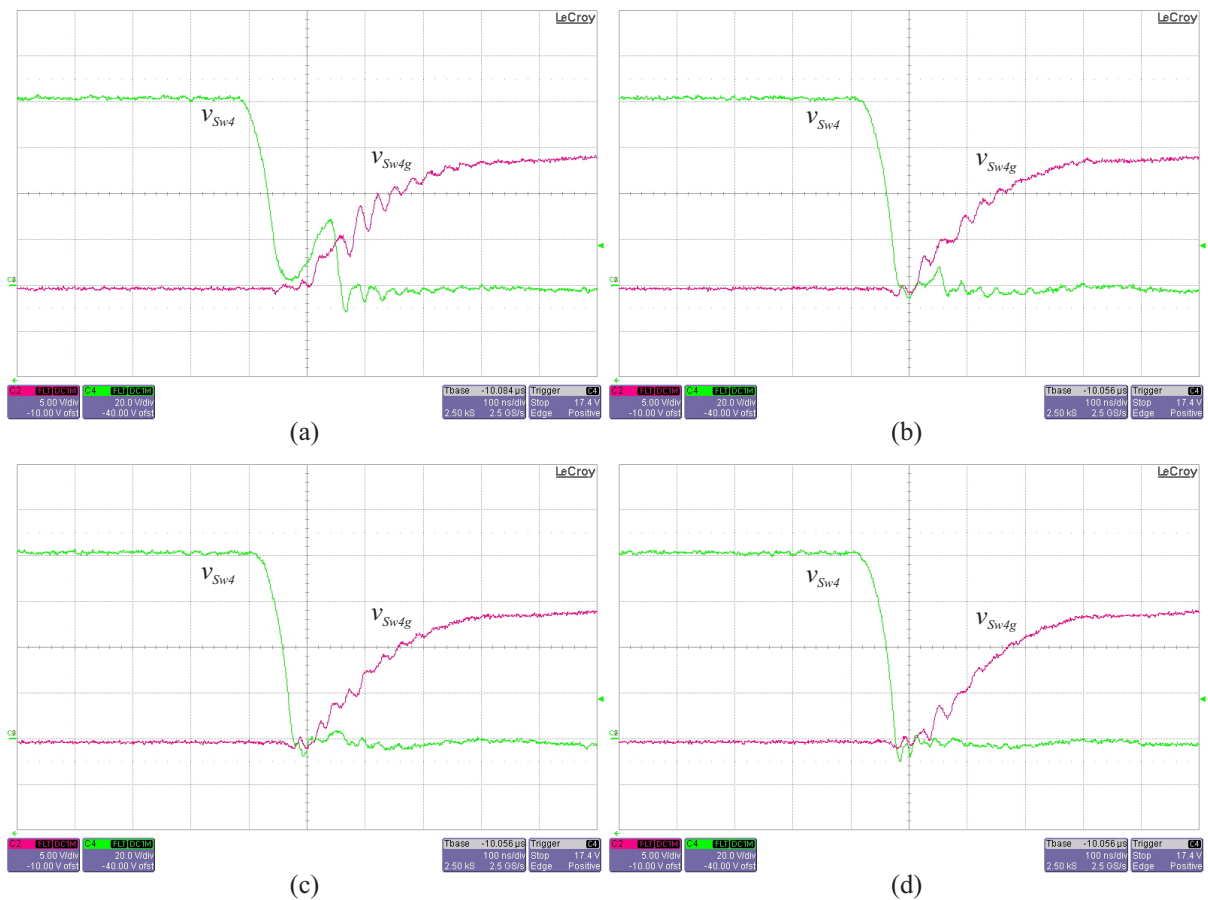


Figura 5.18 – Tensão sobre  $S_{w4}$  (20 V/div.) e sinal de acionamento de  $S_{w4}$  (5 V/div.) em (a) 250 W, (b) 300 W, (c) 330 W e (d) 400 W.

O protótipo do conversor CC-CC *full-bridge-forward* proposto implementado em laboratório é mostrado na Figura 5.19.

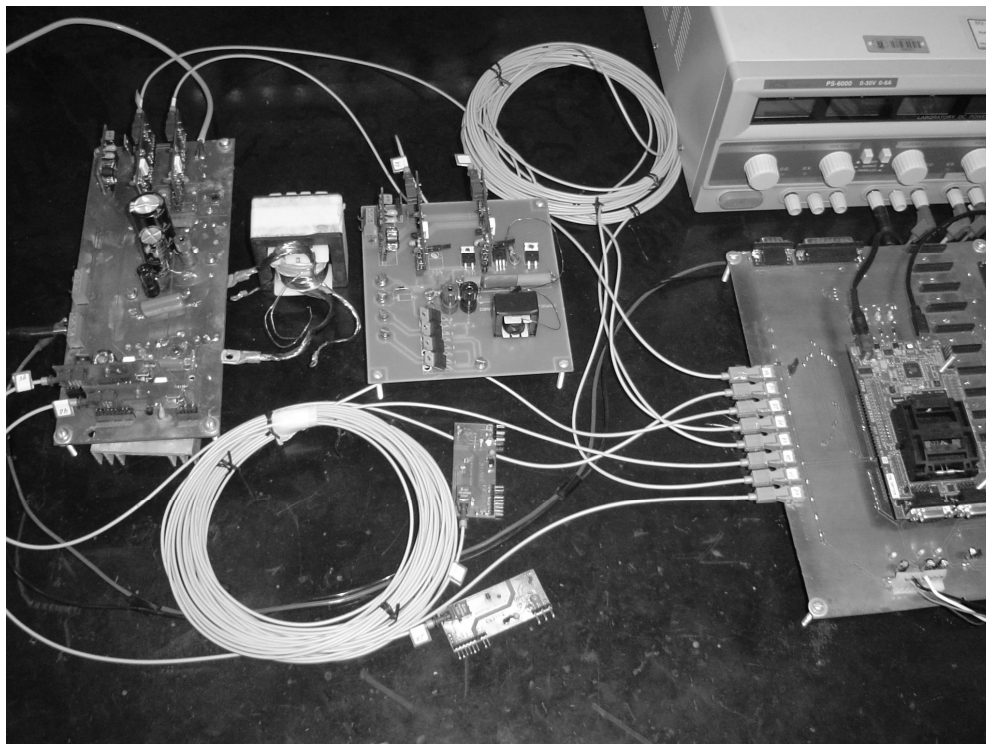


Figura 5.19 – Protótipo do conversor CC-CC *full-bridge-forward* proposto implementado.

### 5.2.3 Conversor *boost* de entrada

Esta subseção apresenta os resultados experimentais da operação do conversor *boost* de entrada do conversor proposto. No modo de descarga, o conversor *boost* é responsável pela elevação da tensão do nível do elemento de armazenamento ( $V_{sto} = 48 \text{ V}$ ) para o nível de entrada do conversor *full-bridge* ( $V_{fb} = 80 \text{ V}$ ). No modo de carga, o interruptor do conversor *boost* é mantido bloqueado, e um relé é utilizado para curto-circuitar o diodo, permitindo a passagem da corrente da saída do conversor *forward double-ended* até o elemento de armazenamento. Portanto, neste modo de operação o conversor não altera o nível da tensão fornecida ao elemento de armazenamento, atuando apenas como um filtro LC formador pelo capacitor  $C_b$  e pelo indutor  $L_b$ .

A topologia do conversor *boost* de entrada do conversor proposto implementada é mostrada na Figura 5.20. Os elementos do conversor são os mesmos apresentados na Tabela 5-2 e Tabela 5-3.

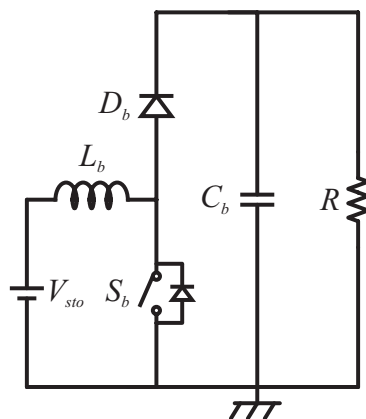


Figura 5.20 – Topologia do conversor *boost* implementada.

A Figura 5.21 mostra a corrente no indutor do conversor *boost* e a tensão sobre o interruptor do conversor *boost*, quando este opera com potência nominal igual a 1,4 kW no modo de descarga. A corrente média neste caso é igual a 29,17 A, tendo sido necessária a implementação de um retificador trifásico em ponte completa para fornecer este nível de corrente. A frequência de comutação do conversor *boost* é igual a 25 kHz.

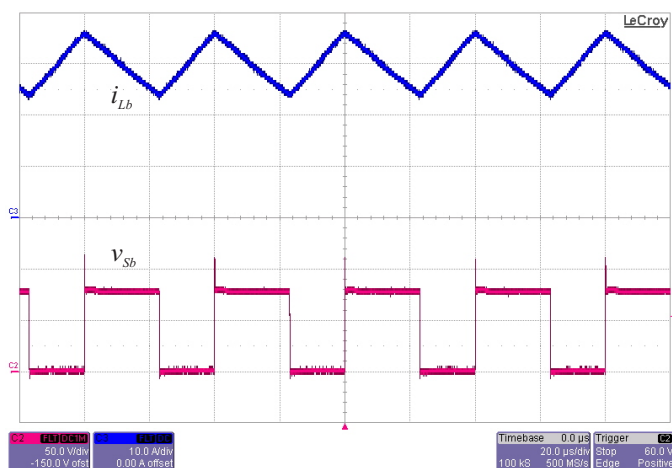


Figura 5.21 – Corrente no indutor de entrada (10 A/div.) e tensão sobre o interruptor (50 V/div.) do conversor *boost* ( $V_{sto} = 48$  V;  $V_{fb} = 80$  V;  $P_{out} = 1,4$  kW).

A Figura 5.22 mostra o rendimento do conversor *boost* no modo de descarga em função da potência de saída. Observa-se que o rendimento sofre redução com o aumento da potência, devido principalmente ao aumento das perdas ôhmicas no conversor, que são diretamente proporcionais ao aumento da corrente circulante, a qual apresenta alto valor devido ao baixo nível de tensão de entrada e à alta potência de operação. Convém ressaltar também que as correntes que circulam pelo interruptor e pelo diodo estão próximas dos limites de corrente máxima dos dispositivos utilizados.

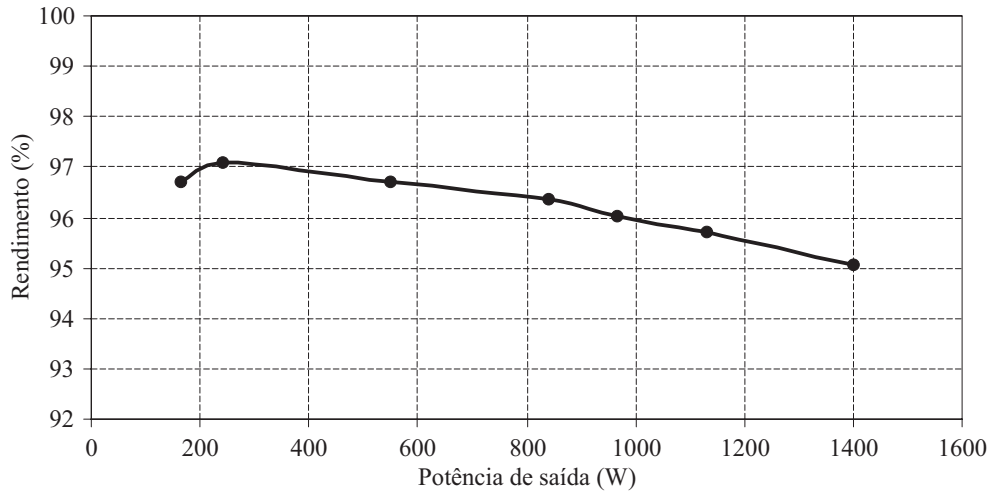


Figura 5.22 – Rendimento do conversor *boost* no modo de descarga ( $V_{sto} = 48$  V;  $V_{fb} = 80$  V).

### 5.2.4 Conversor proposto completo no modo de descarga

Esta subseção apresenta os resultados experimentais da operação do conversor proposto completo no modo de descarga (*full-bridge* com *boost* de entrada), cuja topologia implementada é mostrada na Figura 5.23. Os elementos do conversor são os mesmos apresentados na Tabela 5-2 e Tabela 5-3. O circuito grampeador passivo dissipativo foi utilizado no conversor *forward double-ended* devido a sua simplicidade, com  $R_{pd} = 608$  k $\Omega$  e  $C_{pd} = 13$  nF. O modelo do diodo  $D_5$  utilizado é o BYV26E, por suportar maior nível de tensão reversa.

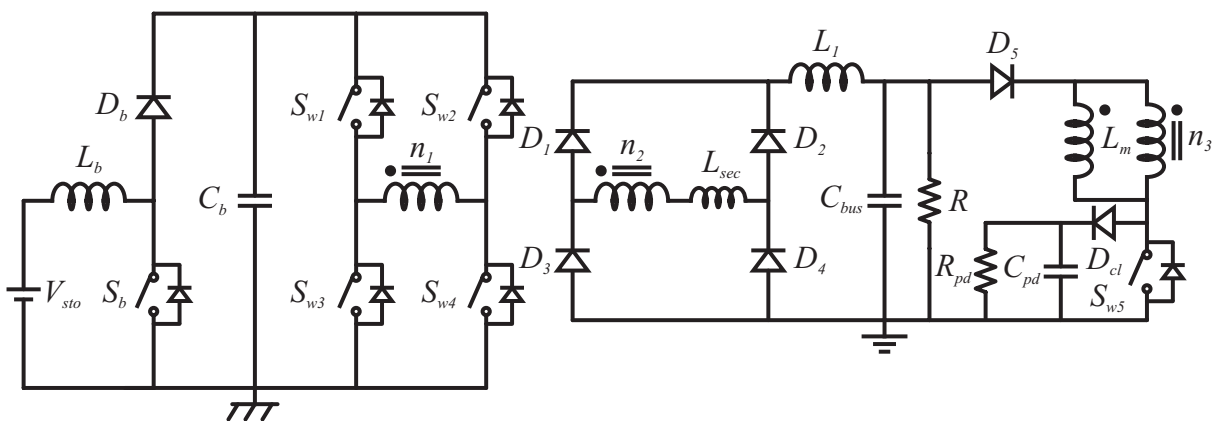
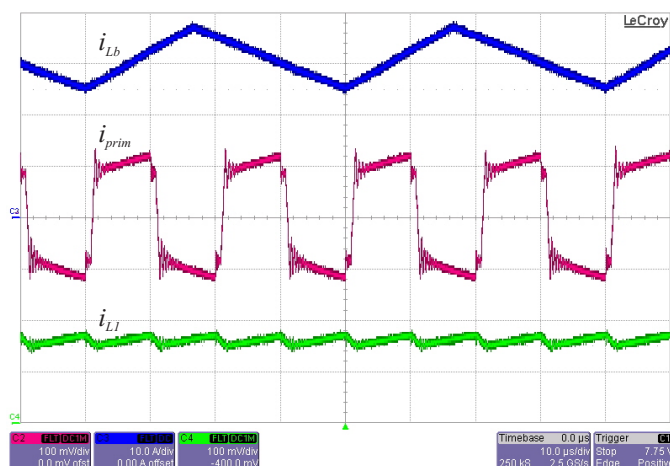


Figura 5.23 – Topologia do conversor proposto completo implementada.

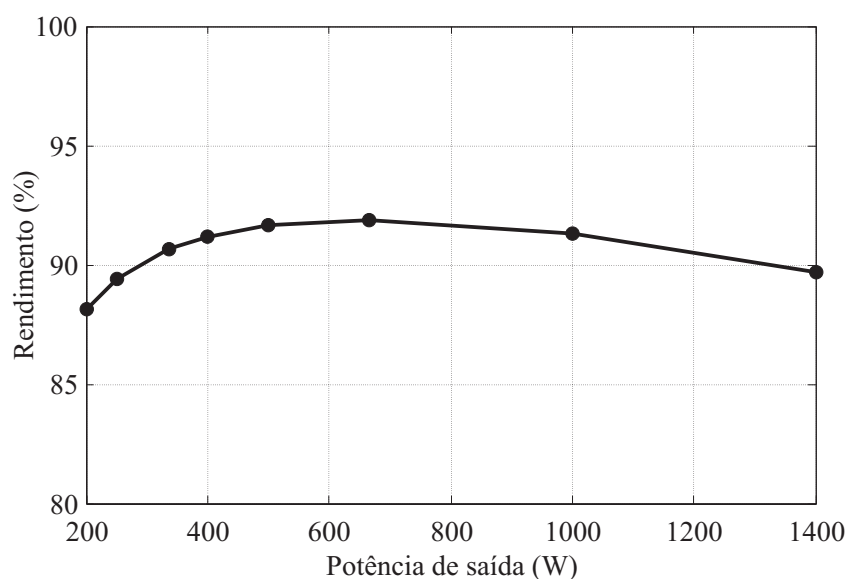
A Figura 5.24 mostra a corrente no indutor de entrada, a corrente no enrolamento primário do transformador e a corrente no indutor de saída do conversor, quando este opera com potência nominal igual a 1,4 kW. A frequência da corrente no indutor de entrada é igual a 25 kHz, a frequência da corrente no enrolamento primário do transformador é igual a 50

kHz e a frequência da corrente no indutor de saída é igual a 100 kHz, que corresponde ao dobro da frequência de comutação do conversor *full-bridge*, devido à presença da ponte completa de diodos.



**Figura 5.24** – Corrente no indutor de entrada (10 A/div.), corrente no primário do transformador (20 A/div.) e corrente no indutor de saída (2 A/div.) do conversor proposto completo ( $V_{sto} = 48$  V;  $V_{bus} = 400$  V;  $P_{out} = 1,4$  kW).

O rendimento total do conversor proposto no modo de descarga é mostrado na Figura 5.25. O rendimento do conversor é superior a 90 % para a maior parte da faixa de potências, atingindo valor máximo em torno de 92 %. Em altas potências o rendimento é um pouco reduzido devido principalmente ao conversor *boost*, o qual pode ser melhor investigado para melhorar o rendimento nestes pontos, sendo esta investigação sugerida para trabalhos futuros.



**Figura 5.25** – Rendimento do conversor proposto completo no modo de descarga.



### 5.3 Conversor DAB

Esta seção apresenta os resultados experimentais do conversor DAB operando nos modos de carga e descarga. Estes resultados são obtidos com o objetivo de se realizar uma análise comparativa com o conversor proposto, uma vez que o conversor DAB é o mais utilizado em aplicações similares. A topologia do conversor DAB implementada é mostrada na Figura 5.26. O transformador 1 é utilizado para obtenção dos resultados (enrolamentos primário e secundário), sendo incluído um indutor de dispersão ( $L_{DAB} = 9 \mu\text{H}$ ) em série com o enrolamento primário, o qual é abordado na sequência. Os dispositivos semicondutores utilizados são apresentados na Tabela 5-8. Inicialmente são apresentados os resultados experimentais do modo de descarga do sistema de armazenamento e, após, do modo de carga.

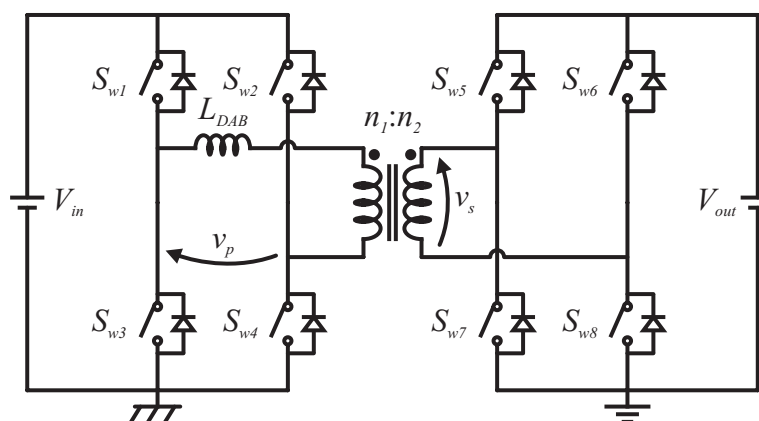


Figura 5.26 – Topologia do conversor DAB implementada.

Tabela 5-8 - Semicondutores utilizados no conversor DAB.

Semicondutor	Símbolo	Modelo
Interruptores da ponte de entrada do conversor DAB	$S_{w1}-S_{w4}$	IPP06CN10N
Interruptores da ponte de saída do conversor DAB	$S_{w5}-S_{w8}$	IRFP460A

#### 5.3.1 Conversor DAB operando no modo de descarga

No modo de operação de descarga, o conversor deve operar em uma larga faixa de potências, até a potência máxima de 1,4 kW. Devido à dificuldade de operação do conversor com a PSM tradicional em baixas potências, como descrito no capítulo 2, a PSM tradicional é utilizada para obter altas potências, enquanto que a PTRM é utilizada para obter baixas potências.

A indutância de dispersão total do transformador não pode ter um valor muito alto, pois impede a operação com altas potências de saída, mesmo com o ângulo de defasagem igual ao valor que proporciona potência máxima ( $90^\circ$ ). Não pode ser muito baixa, pois não é possível atingir baixas potências com a PSM, fazendo com que a PTRM tenha que ser usada em uma larga faixa, o que é prejudicial devido ao seu menor rendimento atingido. Levando em conta os valores da aplicação, para que a potência máxima seja atingida aproximadamente com o ângulo máximo, o valor da indutância de dispersão projetado é igual a  $9 \mu\text{H}$ . Além disso, considerando uma defasagem mínima de 5 % na PSM, esta indutância de dispersão projetada faz com que aproximadamente metade da faixa de potências seja atingida com a PTRM e a outra metade com a PSM.

Levando em conta os valores definidos, com a PSM idealmente pode-se atingir potências de saída a partir de 530 W. Com a PTRM, idealmente a potência máxima a ser atingida (com  $d_{1DAB} = 0,227$  e  $d_{2DAB} = 0,273$ , respeitando o limite de 0,5 e a relação entre  $d_{1DAB}$  e  $d_{2DAB}$ , como mostrado em [46]) é de 730 W. Entretanto, considerando as não idealidades da implementação prática, foi obtida uma potência mínima de 650 W com a PSM e uma potência máxima de 570 W com a PTRM. A faixa compreendida entre 570 W e 650 W pode ser contemplada com a PTRM, porém fazendo com que os sinais de acionamento dos interruptores do primeiro braço da ponte de entrada se cruzem por um breve intervalo de tempo (em torno de 3 % do período de comutação) com os sinais de acionamento dos interruptores do primeiro braço da ponte de saída. Isto faz com que a forma de onda da corrente no transformador tenha uma leve alteração, a qual não prejudica o funcionamento do conversor.

A topologia do conversor DAB implementada no modo de descarga é mostrada na Figura 5.27. Um capacitor  $C_{bus} = 150 \mu\text{F}$  é adicionado em paralelo com a carga.

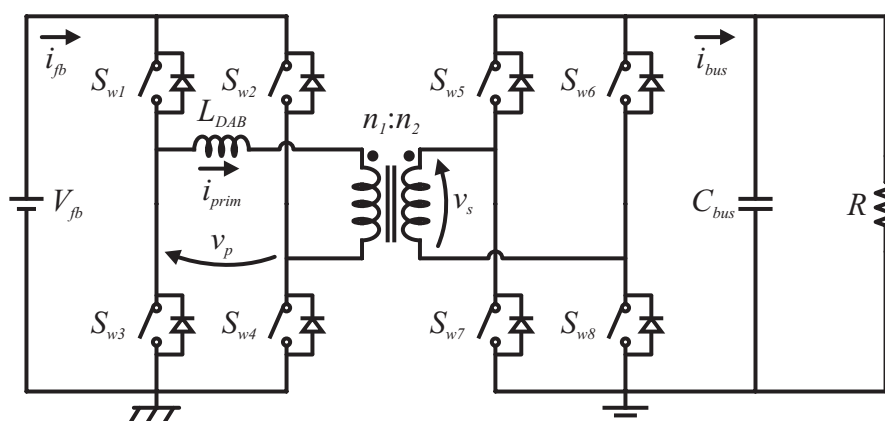
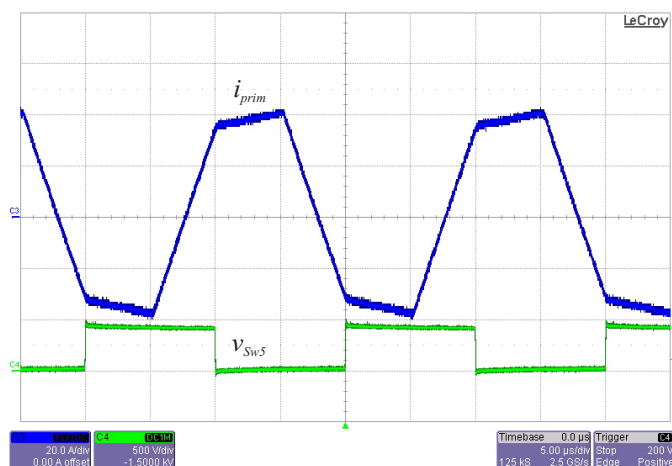


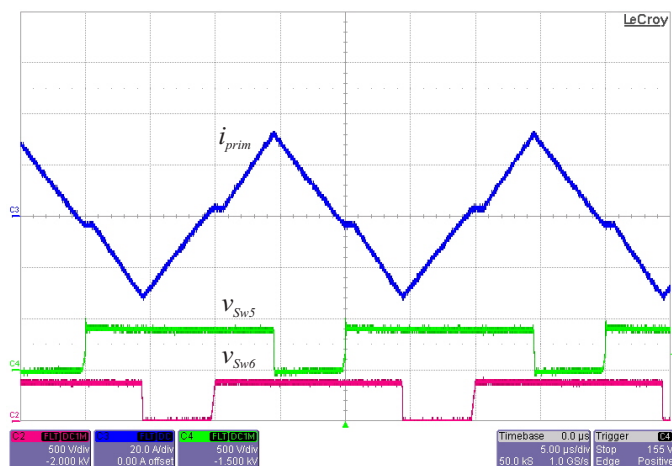
Figura 5.27 – Topologia do conversor DAB implementada no modo de descarga.

A Figura 5.28 apresenta a corrente no primário do transformador e a tensão sobre o interruptor  $S_{w5}$ , para a potência nominal de 1,4 kW com PSM. Observa-se que a forma de onda da corrente no primário do transformador está de acordo com a apresentada na Figura 2.11. A defasagem utilizada garante a máxima transferência de potência, que corresponde a um ângulo de  $90^\circ$ . A tensão não apresenta pico elevado acima de 400 V no momento do bloqueio do interruptor.



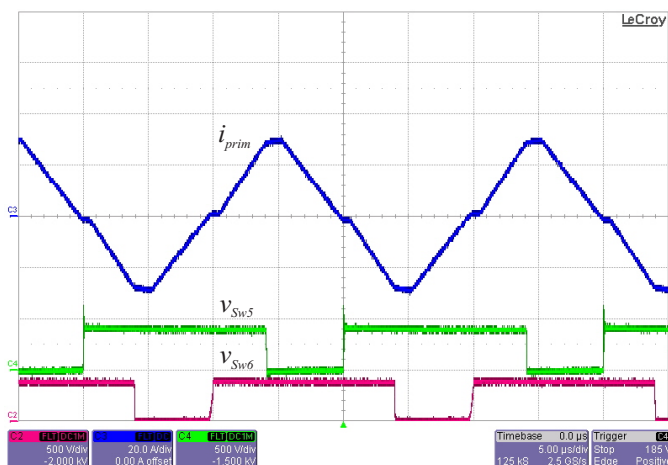
**Figura 5.28** – Corrente no primário do transformador (20 A/div.) e tensão sobre  $S_{w5}$  (500 V/div.), com  $P_{out} = 1,4$  kW e PSM.

A Figura 5.29 apresenta a corrente no primário do transformador, a tensão sobre o interruptor  $S_{w5}$  e a tensão sobre o interruptor  $S_{w6}$ , para a potência de 500 W com PTRM. Observa-se que a forma de onda da corrente no primário do transformador está de acordo com a apresentada na Figura 2.13, evidenciando claramente seu formato triangular. As tensões não apresentam picos elevados acima de 400 V no momento do bloqueio dos interruptores.



**Figura 5.29** – Corrente no primário do transformador (20 A/div.) e tensões sobre  $S_{w5}$  e  $S_{w6}$  (500 V/div.), com  $P_{out} = 500$  W e PTRM.

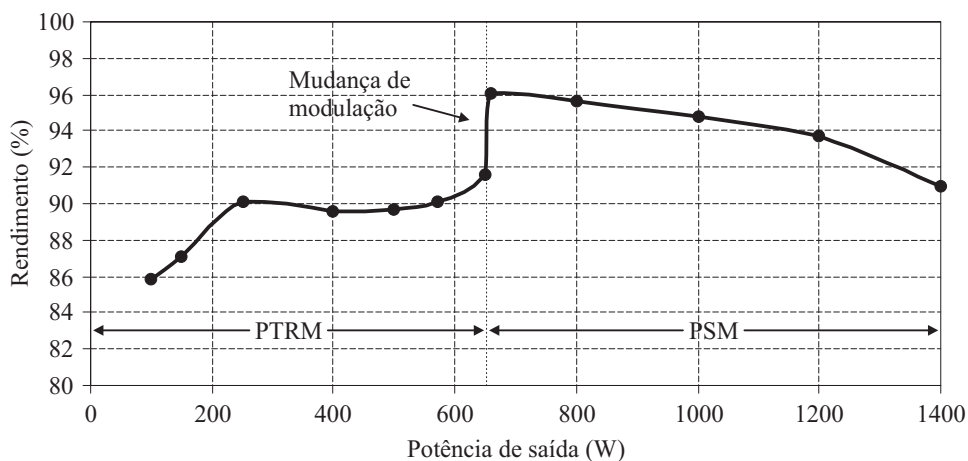
A Figura 5.30 apresenta a corrente no primário do transformador, a tensão sobre o interruptor  $S_{w5}$  e a tensão sobre o interruptor  $S_{w6}$ , para a potência de 650 W com PTRM.



**Figura 5.30 – Corrente no primário do transformador (20 A/div.) e tensões sobre  $S_{w5}$  e  $S_{w6}$  (500 V/div.), com  $P_{out} = 650$  W e PTRM.**

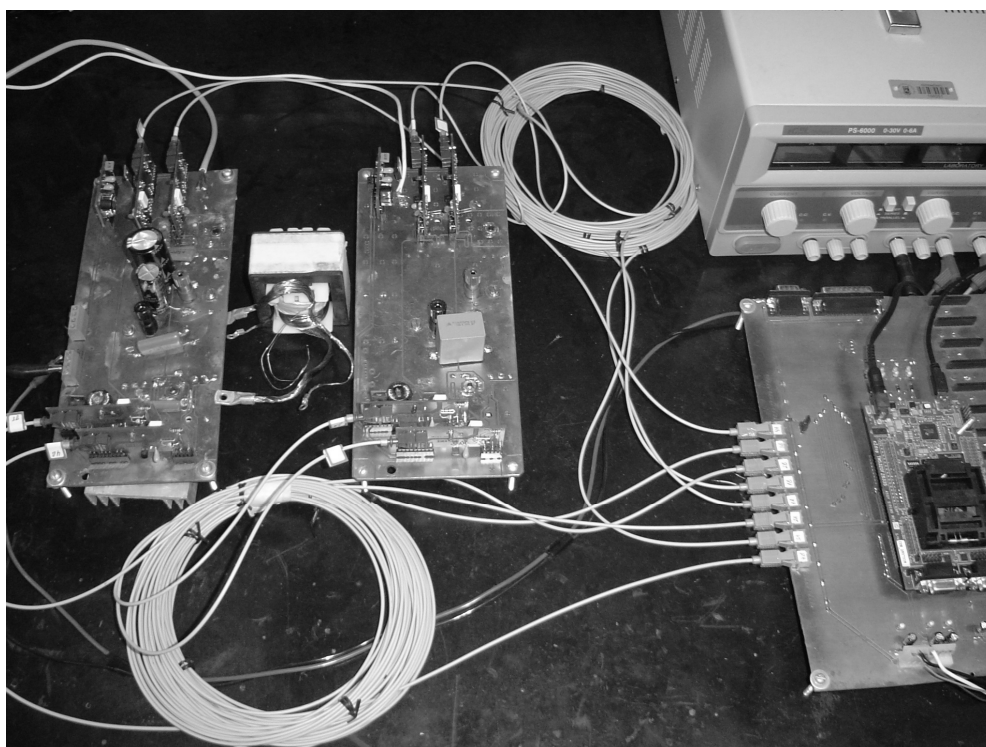
A Figura 5.31 apresenta o rendimento do conversor DAB no modo de descarga em função da potência de saída do conversor. Observa-se que rendimentos inferiores são obtidos para baixas potências, quando a PTRM é utilizada. Isso ocorre principalmente devido ao formato triangular da corrente no transformador, o que resulta em um valor eficaz superior e, conseqüentemente, maiores perdas tanto no transformador quanto nos interruptores. Através de uma simples comparação, observa-se que o valor eficaz da corrente no transformador a 500 W (igual a 18 A) é praticamente igual ao valor eficaz da corrente no transformador a 1 kW, devido à diferença entre as modulações, justificando o rendimento um pouco inferior. Com a PSM tradicional, utilizada a partir de 650 W, valores superiores de rendimento são atingidos. Observa-se que o rendimento diminui com o aumento da potência de saída, acentuando a queda a partir da potência de 1 kW. Isso ocorre, pois a partir deste ponto o ângulo de defasagem assume valores superiores a  $45^\circ$ , o que provoca decréscimo no rendimento do conversor devido à maior parcela de energia reativa no conversor, segundo abordado em [52].

Ângulos de defasagem superiores a  $45^\circ$  foram utilizados, pois caso o conversor fosse projetado para operar com ângulo de defasagem igual a  $45^\circ$  na potência nominal (através da redução da indutância de dispersão), a PSM somente seria utilizada para potências superiores a 900 W, fazendo com que a PTRM fosse empregada em uma larga faixa de potências, prejudicando o rendimento do conversor DAB. Por outro lado, a utilização da PSM para potências inferiores a 650 W poderia ser atingida com o aumento da indutância de dispersão do transformador, porém altas potências, próximas à nominal, não poderiam ser atingidas.



**Figura 5.31 – Rendimento do conversor DAB no modo de descarga.**

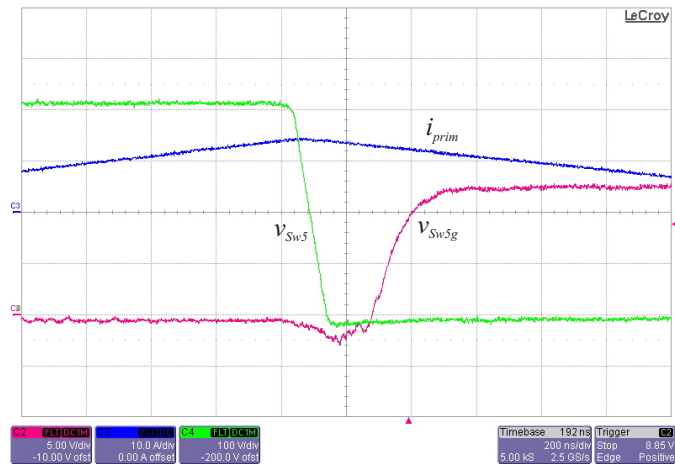
O protótipo do conversor DAB implementado em laboratório é mostrado na Figura 5.32.



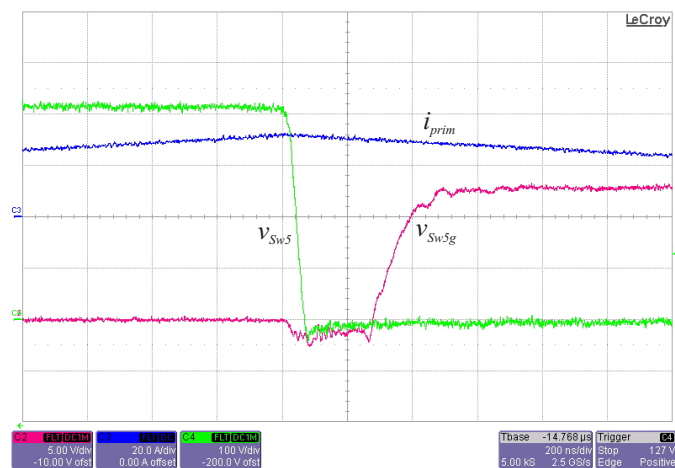
**Figura 5.32 – Protótipo do conversor DAB implementado.**

As comutações que ocorrem no conversor DAB são do tipo ZVS independente da modulação utilizada. A Figura 5.33 mostra as formas de onda da tensão sobre o interruptor  $S_{w5}$ , o seu sinal de acionamento e a corrente no primário do transformador, para as potências de (a) 100 W, (b) 500 W e (c) 1400 W, comprovando a operação ZVS. Observa-se que o

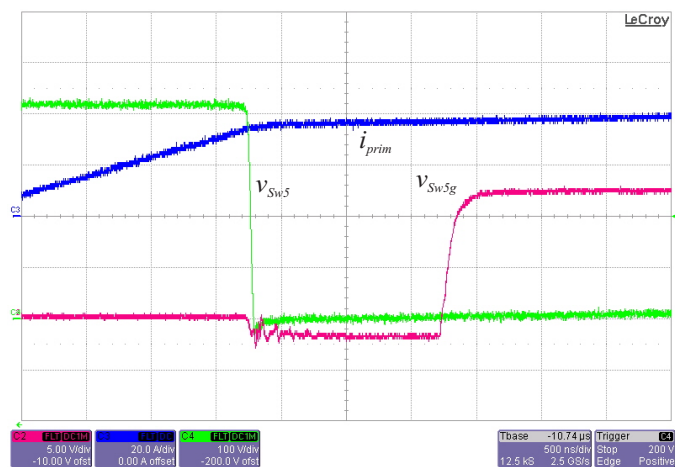
intervalo de tempo entre o decréscimo da tensão sobre o interruptor e a subida do seu sinal de acionamento torna-se maior com o aumento da potência do conversor.



(a)



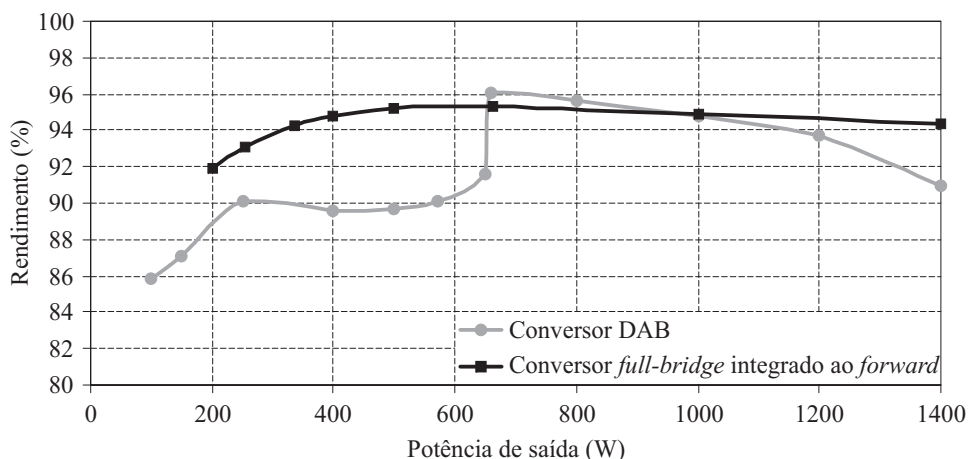
(b)



(c)

Figura 5.33 – Tensão sobre  $S_{w5}$  (100 V/div.), sinal de acionamento de  $S_{w5}$  (5 V/div.) e corrente no primário do transformador com (a)  $P_{out} = 100$  W e PTRM, (b)  $P_{out} = 500$  W e PTRM e (c)  $P_{out} = 1,4$  kW e PSM.

Com o objetivo de comparar os rendimentos do conversor DAB operando no modo de descarga e do conversor proposto operando no modo de descarga (conversor *full-bridge* integrado ao *forward double-ended*), a Figura 5.34 apresenta ambas as curvas de rendimento.



**Figura 5.34 – Comparação do rendimento dos conversores DAB e proposto no modo de descarga.**

Pode-se concluir que no modo de descarga o rendimento do conversor proposto (*full-bridge* integrado ao *forward double-ended*) é superior para baixas potências até 650 W (em média 4 % maior) e para altas potências a partir de 1 kW, se tornando maior à medida que a potência se aproxima da nominal (igual a 3 % neste ponto). Apenas para a faixa de 650 W a 1 kW o rendimento do conversor DAB é superior, porém sendo uma diferença sempre inferior a 1 %.

### 5.3.2 Conversor DAB operando no modo de carga

No modo de operação de carga do elemento de armazenamento, uma vez que este é realizado com baixa potência (100 W), apenas a PTRM é utilizada.

A topologia do conversor DAB implementada no modo de carga é mostrada na Figura 5.35. Um capacitor  $C_{fb} = 300 \mu\text{F}$  é adicionado em paralelo com a carga.

A Figura 5.36 apresenta a corrente no primário do transformador (cuja medição é feita no mesmo ponto e sentido contrário das demais correntes do transformador do conversor DAB), a tensão sobre o interruptor  $S_{w5}$  e a tensão sobre o interruptor  $S_{w6}$ , para a potência de 100 W no modo de carga. As tensões não apresentam picos elevados acima de 400 V no momento do bloqueio dos interruptores. A tensão de saída é igual a 54 V e o rendimento obtido neste modo de operação é igual a 85,81 %. Este rendimento é inferior ao rendimento

do conversor proposto no modo de carga (conversor *forward double-ended* integrado ao *full-bridge*), que é superior a 91 % para todos os circuitos grampeadores implementados.

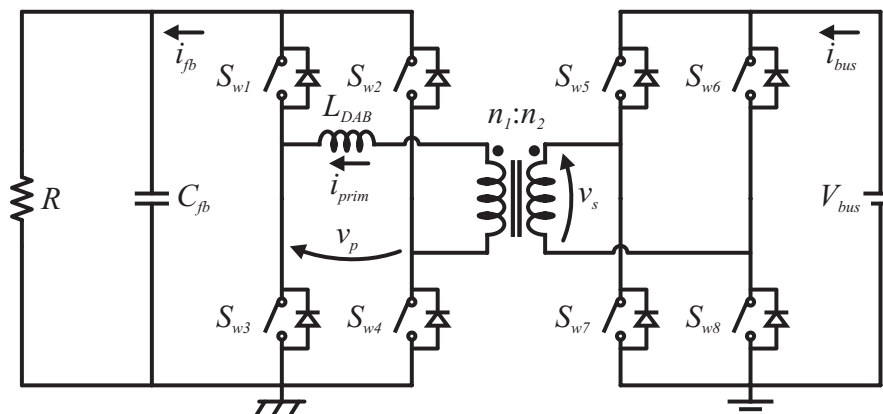


Figura 5.35 – Topologia do conversor DAB implementada no modo de carga.

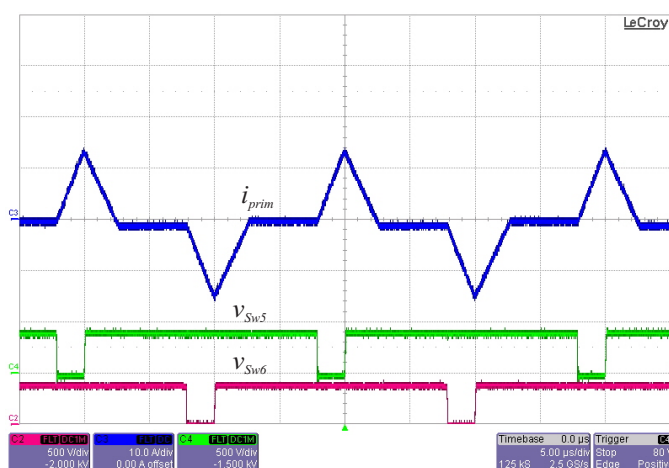


Figura 5.36 – Corrente no primário do transformador (10 A/div.) e tensões sobre  $S_{w5}$  e  $S_{w6}$  (500 V/div.), com  $P_{out} = 100$  W e PTRM.

## 5.4 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados experimentais do funcionamento do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto e do conversor DAB.

Com relação ao conversor proposto, no modo de carga, os três circuitos grampeadores (passivo dissipativo, passivo regenerativo e ativo regenerativo) foram implementados no conversor *forward double-ended* e as análises teóricas, incluindo formas de onda, foram validadas. Comprovou-se que o aumento da tensão dos circuitos grampeadores e o uso de transformadores com elevada indutância magnetizante (principalmente) e baixas indutâncias de dispersão resultam em maior rendimento para o conversor. A diferença de rendimento



chega a ser superior a 10 % para os transformadores testados, com mesma tensão no circuito grameador. Observou-se que a integração do conversor *forward double-ended* ao conversor *full-bridge* tem pouca influência na operação e no rendimento do conversor *forward double-ended*. Por fim, concluiu-se que o circuito grameador passivo regenerativo apresenta a melhor relação custo-benefício dentre os três circuitos implementados, por apresentar praticamente o mesmo rendimento do circuito grameador ativo regenerativo, porém dispensando o uso de um indutor, um diodo e um interruptor (que por sua vez necessita de sinal de acionamento e circuito de *gate-driver*) adicionais, e por apresentar maior rendimento que o circuito grameador passivo dissipativo, sem necessitar elementos adicionais comparado a este. Rendimentos superiores a 91 % foram atingidos utilizando os três circuitos grameadores com uma tensão de 803 V no circuito grameador neste modo de operação.

No modo de descarga com o conversor proposto, o conversor *full-bridge* integrado ao conversor *forward double-ended* foi implementado com modulação *phase-shift* e operação ZVS para cargas de 19 % a 100 % da nominal, conforme projetado. O conversor apresenta alto rendimento, superior a 94 % na maior parte da faixa de potências, e comportamento similar ao conversor *full-bridge* clássico, salvo por uma pequena corrente circulante através do conversor *forward double-ended*, que praticamente não afeta sua operação. Formas de onda na potência máxima validam sua operação. O conversor *boost* de entrada também foi implementado e validado através de formas de onda, apresentando rendimento sempre superior a 95 %. Por fim, a implementação completa do conversor proposto em uma larga faixa de potências no modo de descarga foi realizada e validada. O rendimento do conversor é superior a 90 % para a maior parte da faixa de potências, atingindo valor máximo em torno de 92 %.

Com relação ao conversor DAB, ambos os modos de operação de carga e descarga foram implementados e validados através de formas de onda. Uma particularidade do modo de descarga é a necessidade da utilização de dois tipos de modulações distintos, devido à larga faixa de variação de potência neste modo de operação. Com a PTRM, utilizada para baixas potências (até 650 W), o rendimento é menor (em torno de 90 % para maior parte da faixa de potências), devido ao maior valor eficaz apresentado pela corrente dada a sua forma triangular, comparada à PSM. Por outro lado, com a PSM, utilizada para altas potências (a partir de 650 W até a nominal), o rendimento é maior, atingindo pico de 96 %. O rendimento decresce à medida que a potência se aproxima da nominal (atingindo 90 % neste ponto), devido à necessidade de aumento do ângulo de defasagem, resultando em maior energia

reativa no conversor DAB, principalmente com defasagens acima de  $45^\circ$ . No modo de carga, o rendimento do conversor DAB é igual a 85,81 % na potência nominal de 100 W.

Comparando os resultados experimentais obtidos com ambos os conversores, conclui-se que no modo de carga, o rendimento do conversor proposto (*forward double-ended* integrado ao *full-bridge*) é superior: 91,21 % contra 85,81 % do conversor DAB. No modo de descarga, o rendimento do conversor proposto (*full-bridge* integrado ao *forward double-ended*) é superior para baixas potências até 650 W (em média 4 % maior) e para altas potências a partir de 1 kW, se tornando maior à medida que a potência se aproxima da nominal (igual a 3 % neste ponto). Apenas para a faixa de 650 W a 1 kW o rendimento do conversor DAB é superior, porém sendo uma diferença sempre inferior a 1 %.

Durante a obtenção dos resultados experimentais, constatou-se ainda que a implementação do conversor DAB requer maiores cuidados com relação a ruídos, malha de aterramento, conexão de ponteiros do osciloscópio, entre outros, além da necessidade de operar com modulações diferentes e necessitar mais interruptores e circuitos de acionamento.

Os resultados experimentais evidenciam que o conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto, além de apresentar menor quantidade de interruptores e menor ondulação nas correntes que o conversor DAB, também apresentou maior rendimento tanto no modo de carga quanto no modo de descarga do elemento de armazenamento.

## Capítulo 6

### Conclusões gerais

Em virtude do aumento da demanda energética mundial e poluição causada pela geração de energia através de combustíveis fósseis, fontes de geração distribuída de energia empregando recursos renováveis e menos poluentes estão se tornando mais comuns atualmente. A redução do custo destas fontes também contribui para sua maior utilização. As microrredes constituem uma promissora alternativa na integração de fontes renováveis, juntamente com elementos de armazenamento de energia, para garantir maior confiabilidade e qualidade no fornecimento de energia elétrica.

Restringindo o foco ao sistema de armazenamento de energia da microrrede, quando um banco de supercapacitores é utilizado, devido a sua grande variação de tensão, o conversor responsável pela conexão junto ao barramento da microrrede deve ser capaz de operar com elevados ganhos de tensão, além de permitir fluxo bidirecional de potência e, preferencialmente, possuir isolamento galvânica. Diversas topologias de conversores CC-CC foram propostas para esta finalidade, sendo que uma revisão bibliográfica das principais topologias foi realizada. Atenção especial foi dedicada ao conversor DAB, por ser o mais difundido para esta aplicação. As equações que regem a transferência de potência do conversor, bem como os tipos de modulação *phase-shift* (usada para altas potências) e triangular modificada (usada para baixas potências) foram estudadas. Apesar de muito utilizado, o conversor apresenta desvantagens como elevado número de interruptores, altos níveis de corrente, elevada ondulação nas correntes de entrada e saída, necessidade de duas modulações para operação em larga faixa de potências e elevada energia reativa quando opera com *phase-shift* acima de 45 graus.

Por consequência de diversas desvantagens apresentadas pelo conversor DAB, uma nova topologia de conversor CC-CC integrado isolado, chamado de conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward*, foi proposta como alternativa com menor quantidade de dispositivos ativos comparada ao conversor DAB, quando os níveis de potência de carga e descarga são diferentes. O modo de descarga do elemento de armazenamento é realizado com alta potência (1,4 kW) através de um conversor *full-bridge ZVS*, enquanto que o modo de

carga é realizado com baixa potência (100 W) através de um conversor *forward double-ended* sem indutor de saída, resultante do processo de integração. Três circuitos grampeadores, sendo um dissipativo e dois regenerativos propostos para esta topologia foram utilizados no conversor *forward double-ended*, sendo analisados em detalhes, incluindo etapas de operação e formas de onda. O equacionamento completo do conversor *forward double-ended* também é apresentado.

Um estudo detalhado do desvio da corrente magnetizante do conversor *forward double-ended* mostrou que as perdas associadas podem ser reduzidas através da redução da indutância de dispersão e elevação da indutância magnetizante do transformador e elevação da tensão do circuito grampeador, sendo também influenciada pela tensão de saída. Dentre as indutâncias do transformador, a magnetizante apresenta maior influência. O transformador é um elemento de grande importância no conversor proposto, devendo ser bem projetado.

Diversas questões de projeto do conversor foram analisadas, como a relação de espiras do transformador, operação com comutações ZVS, elementos dos circuitos grampeadores e indutores, chegando-se à conclusão que a integração dos conversores *forward* e *full-bridge* proposta é viável e rendimentos elevados podem ser obtidos seguindo as recomendações de projeto. O modelo do ganho estático do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída, responsável pelo modo de carga do conversor proposto foi obtido e validado.

Com relação ao modo de carga do conversor proposto, todas as análises teóricas foram validadas experimentalmente. Os três circuitos grampeadores foram implementados e concluiu-se que o grampeador passivo regenerativo possui a melhor relação custo-benefício, pois seu rendimento (igual a 92,01 % para o conversor *forward double-ended* operando sem integração) se equivale ao grampeador ativo regenerativo e sua simplicidade se equivale ao grampeador passivo dissipativo. A implementação completa do conversor proposto no modo de descarga (*full-bridge* com conversor *boost*) também foi realizada e validada. O conversor *full-bridge* integrado ao *forward double-ended* opera com modulação *phase-shift* e comutações ZVS na faixa de potências projetada. A integração dos conversores praticamente não afeta a operação e o rendimento dos conversores *forward double-ended* e *full-bridge*. Relés podem ser adicionados à topologia do conversor *full-bridge-forward* proposto para eliminar o impacto da integração dos conversores, se desejado. O conversor DAB foi implementado em ambos os modos e validado através de formas de onda, sendo utilizadas duas modulações (PSM e PTRM) no modo de descarga.

A comparação do conversor proposto com o conversor DAB mostrou que o conversor proposto apresenta maior quantidade de dispositivos passivos, menor quantidade de

interruptores (6 contra 8 do DAB e 9 do DAB com *boost* de entrada), menor ondulação nas correntes de entrada (elemento de armazenamento) e de saída (barramento CC), níveis similares de corrente eficaz no transformador e nos interruptores, e mesmo volume do transformador.

Comparando os resultados experimentais obtidos com ambos os conversores, conclui-se que no modo de carga o rendimento do conversor proposto (*forward double-ended* integrado ao *full-bridge*) é superior: 91,21 % contra 85,81 % do conversor DAB. No modo de descarga, o rendimento do conversor proposto (*full-bridge* integrado ao *forward double-ended*) é superior para baixas potências até 650 W (em média 4 % maior) e para altas potências a partir de 1 kW, se tornando maior à medida que a potência se aproxima da nominal (igual a 3 % neste ponto). Apenas para a faixa de 650 W a 1 kW o rendimento do conversor DAB é superior, porém sendo uma diferença sempre inferior a 1 %.

Portanto, pode-se concluir que o conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto apresentou maior rendimento tanto no modo de carga quanto no modo de descarga do elemento de armazenamento de energia comparado ao conversor DAB, além de proporcionar implementação mais simples, menor quantidade de interruptores e menor ondulação nas correntes de entrada e saída. Aliadas às características de isolamento galvânica, fluxo bidirecional com níveis distintos de potência e alto ganho de tensão, o conversor satisfaz as condições desejadas para a aplicação como conversor do elemento de armazenamento de energia da microrrede residencial estudada.

## 6.1 Sugestões para a continuidade do trabalho

Na sequência, algumas sugestões para a continuidade do trabalho são descritas e brevemente comentadas:

- Estudo de outros tipos de circuitos grampeadores possíveis de serem aplicados ao conversor proposto. Os circuitos grampeadores regenerativos propostos foram selecionados devido a sua simplicidade, porém outros tipos podem ser considerados, avaliando seu comportamento e rendimento proporcionado ao conversor;
- Estudo de outras topologias de conversores como, por exemplo, o conversor *forward* com dois interruptores para realizar o modo de carga do elemento de armazenamento de energia, avaliando se podem proporcionar outras vantagens para o conversor integrado;
- Obtenção do modelo dinâmico do conversor *forward double-ended* e projeto de um sistema de controle aplicado ao mesmo;

- Estudo detalhado de tecnologias e perdas do transformador do conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* proposto;
- Estudo de topologias ou técnicas para aumentar o rendimento do conversor do estágio de entrada adicionado no modo de descarga do conversor proposto, com o objetivo de elevar o rendimento neste modo de operação, principalmente nas altas potências;
- Estudo de técnicas para aumentar a faixa de operação do conversor DAB com a modulação *phase-shift*, com o objetivo de elevar o rendimento deste conversor no modo de descarga, principalmente nas baixas potências.

## 6.2 Publicações relacionadas ao assunto da Tese

As publicações relacionadas ao assunto da Tese obtidas durante o período de realização do doutorado são apresentadas a seguir.

- L. Roggia, L. Schuch, J. E. Baggio, C. Rech, and J. R. Pinheiro, “Integrated full-bridge-forward DC-DC converter for a residential microgrid application”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1728-1740, Apr. 2013.
- L. Roggia, C. Rech, L. Schuch, J. E. Baggio, and J. R. Pinheiro, “Design of a sustainable residential microgrid system including PHEV and energy storage device”, in *Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'11)*, Birmingham, United Kingdom, 2011.
- L. Roggia, L. Schuch, C. Rech, H. L. Hey, and J. R. Pinheiro, “Design of a sustainable residential microgrid system with DC and AC buses including PHEV and energy storage device”, in *Proceedings of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11)*, Las Palmas de Gran Canaria, Spain, 2011.

Outras publicações realizadas no período são apresentadas na sequência.

- L. Roggia, F. Beltrame, J. E. Baggio, and J. R. Pinheiro, “Digital current controllers applied to the boost PFC converter with load variation”, *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 5, pp. 532-541, May 2012.
- F. Beltrame, L. Roggia, H. C. Sartori, and J. R. Pinheiro, “Uma discussão sobre sistemas CA e CC aplicados a geração distribuída”, in *Proceedings of The 9th Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE'11)*, Mar del Plata, Argentina, 2011.

## REFERÊNCIAS

- [1] CO<sub>2</sub> Emissions From Fuel Combustion, International Energy Agency, 2012.
- [2] FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. **Integration of alternative sources of energy**. 1<sup>st</sup> ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2006. 471 p.
- [3] Audiência Pública 042/2011, Agência Nacional de Energia Elétrica.
- [4] R. H. Lasseter and P. Paigi, “Microgrid: a conceptual solution”, in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 6, pp. 4285-4290.
- [5] A. Kwasinski and P. T. Krein, “Multiple-input DC-DC converters to enhance local availability in grids using distributed generation resources”, in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference*, 2007, pp. 1657-1663.
- [6] P. Piagi and R. H. Lasseter, “Autonomous control of microgrids”, in *Proceedings IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2006, pp. 1-8.
- [7] Z. Jiang and X. Yu, “Power electronics interfaces for hybrid DC and AC-linked microgrids”, in *Proceedings IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, 2009, pp. 730-736.
- [8] Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Agência Nacional de Energia Elétrica.
- [9] IEEE 1547-2003, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems.
- [10] IEEE 1547-2-2008, IEEE Application Guide for IEEE Std 1547.
- [11] FRIEDMAN, N. R. **Distributed Energy Resources Interconnection Systems: Technology Review and Research Needs**. Vienna, Virginia, USA: National Renewable Energy Laboratory, 2002. 163 p.
- [12] J. Chen, J. Chen, R. Chen, X. Zhang, and C. Gong, “Decoupling control of the non-grid-connected wind power system with the droop strategy based on a DC microgrid”, in *Proceedings of World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference*, 2009, pp. 1-6.
- [13] Y. Lin and J. Zhong, “Converter controller design methods for wind turbine systems in the DC micro grid”, in *Proceedings IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2008, pp. 1-6.
- [14] T. K. Cheung, K. W. E. Cheng, D. Sutanto, Y. S. Lee, and Y. L. Ho, “Application of ASK modulation for DC/DC converters control in DC distribution power system”, in *Proceedings of International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, 2004, pp. 268-272.
- [15] S. Chakraborty, M. D. Weiss, and M. G. Simões, “Distributed intelligent energy management system for a single-phase high-frequency AC microgrid”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 97-109, Feb. 2007.
- [16] S. Chakraborty and M. G. Simões, “Experimental evaluation of active filtering in a single-phase high-frequency AC microgrid”, *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 673-681, Sep. 2009.
- [17] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630, May 1984.
- [18] P.-W. Lee, Y.-Z. Lee, and B.-T. Lin, “Power distribution systems for future homes”, in *Proceedings IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 2, 1999, pp. 1140-1146.

- [19] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Configuration and control of a DC microgrid for residential houses", in *Proceedings of Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific*, 2009, pp. 1-4.
- [20] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Fundamental characteristics of DC microgrid for residential houses with cogeneration system in each house", in *Proceedings IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2008, pp. 1-6.
- [21] Y. Du, X. Zhou, S. Bai, S. Lukic, and A. Huang, "Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks", in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2010, pp. 1145-1151.
- [22] P. Kulshrestha, L. Wang, M.-Y. Chow, and S. Lukic, "Intelligent energy management system simulator for PHEVs at municipal parking deck in a smart grid environment", in *Proceedings IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2009, pp. 1-6.
- [23] Y. Gurkaynak, Z. Li, and A. Khaligh, "A novel grid-tied, solar powered residential home with plug-in hybrid electric vehicle (PHEV) loads", in *Proceedings IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 813-816.
- [24] Y. Gurkaynak and A. Khaligh, "Control and power management of a grid connected residential photovoltaic system with plug-in hybrid electric vehicle (PHEV) load", in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 2086-2091.
- [25] K. Clement-Nyns, E. Haesen, and J. Driesen, "The impact of charging plug-in hybrid electric vehicles on a residential distribution grid", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 371-380, Feb. 2010.
- [26] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, "Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles", in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2010, pp. 2066-2072.
- [27] Technology Primer: The Plug-in Hybrid Electric Vehicle, Electric Power Research Institute, 2007.
- [28] X. Zhou, G. Wang, S. Lukic, S. Bhattacharya, A. Huang, "Multi-function bi-directional battery charger for plug-in hybrid electric vehicle application", in *Proceedings IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 3930-3936.
- [29] D. Salomonsson, L. Söder, and A. Sannino, "Protection of low-voltage DC microgrids", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1045-1053, Jul. 2009.
- [30] Y. Ito, Y. Zhongqing, and H. Akagi, "DC microgrid based distribution power generation system", in *Proceedings of International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 3, 2004, pp. 1740-1745.
- [31] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan. 1991.
- [32] J. Walter and R. W. De Doncker, "High-power galvanically isolated DC/DC converter topology for future automobiles", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 2003, vol. 1, pp. 27-32.
- [33] Z. Zhang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen, J. D. Schmidt, and H. R. Nielsen, "Analysis and design of bi-directional DC-DC converter in extended run time DC UPS system based on fuel cell and supercapacitor", in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 714-719.
- [34] D. Vinnikov, I. Roasto, and J. Zakis, "New bi-directional DC/DC converter for supercapacitor interfacing in high-power applications", in *Proceedings of*



- International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2010, pp. T11-38 - T11-43.
- [35] J.-U. Jeong, H.-D. Lee, C.-S. Kim, H.-S. Choi, and B.-H. Cho, "A development of an energy storage system for hybrid electric vehicles using supercapacitor", in *Proceedings of International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition*, 2002, pp. 1379-1389.
- [36] S.-J. Jang, T.-W. Lee, W.-C. Lee, and C.-Y. Won, "Bi-directional dc-dc converter for fuel cell generation system", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 6, pp. 4722-4728.
- [37] M. Nowak, J. Hildebrandt, and P. Luniewski, "Converters with AC transformer intermediate link suitable as interfaces for supercapacitor energy storage", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 5, pp. 4067-4073.
- [38] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Multi-input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems", in *Proceedings of Industry Applications Conference*, 2005, vol. 3, pp. 2021-2028.
- [39] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Multiport converters for hybrid power sources", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 3412-3418.
- [40] F. G. Capponi, P. Santoro, and E. Crescenzi, "HBCS converter: a bidirectional DC/DC converter for optimal power flow regulation in supercapacitor applications", in *Proceedings IEEE Industry Applications Conference*, 2007, pp. 2009-2015.
- [41] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, and A. Berthon, "Design and new control of DC/DC converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 5, pp. 2721-2735, Sep. 2008.
- [42] Z. Zhang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "A two-stage DC-DC converter for the fuel cell-supercapacitor hybrid system", in *Proceedings IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 1425-1431.
- [43] G. Chen, Y.-S. Lee, D. Xu, and Y. Wang, "A novel soft-switching and low-conduction-loss bidirectional DC-DC converter", in *Proceedings of International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2000, vol. 3, pp. 1166-1171.
- [44] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, Nov. 1992.
- [45] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, and R. Shuttleworth, "High-power bidirectional DC-DC converter for aerospace applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4366-4379, Nov. 2012.
- [46] H. Zhou and A. M. Khambadkone, "Hybrid modulation for dual active bridge bi-directional converter with extended power range for ultracapacitor application", in *Proceedings IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1-8.
- [47] F. Krismer, S. Round, and J. W. Kolar, "Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.
- [48] F. Krismer and J. W. Kolar, "Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 174-188, Jan. 2012.

- [49] G. G. Oggier, R. Leidhold, G. O. García, A. R. Oliva, J. C. Balda, and F. Barlow, “Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power dc-dc converters”, in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.
- [50] A. K. Jain and R. Ayyanar, “PWM control of dual active bridge: comprehensive analysis and experimental verification”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1215-1227, Apr. 2011.
- [51] G. G. Oggier, G. O. García, and A. R. Oliva, “Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft-switching in the whole operating range”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, Apr. 2011.
- [52] M. N. Gitau, G. Ebersohn, and J. G. Kettleborough, “Power processor for interfacing battery storage system to 725 V DC bus”, *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 3, pp. 871–881, Mar. 2007.
- [53] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies, “Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional dc–dc converter”, *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 507–517, 2008.
- [54] S. Inoue and H. Akagi, “A bidirectional dc–dc converter for an energy storage system with galvanic isolation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2299-2306, Nov. 2007.
- [55] Y.-S. Lee and B.-T. Lin, “Modeling, analysis, and design criteria of actively clamped double-ended converters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 312-323, Mar. 2000.
- [56] W. Wen, K.-W. Siu, and Y.-S. Lee, “Design of a single-switch high-power-factor regulator with near-zero output current ripple”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 675-685, Jun. 2004.
- [57] I. D. Jitaru, “A new high frequency, zero-voltage switched, PWM converter”, in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1992, pp. 657-664.
- [58] MELKONYAN, A. **High efficiency power supply using new SiC devices**. Kassel: Kassel University Press, 2007. 157 p.
- [59] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. Second Edition. Colorado: Kluwer Academics Publishers, 2001. 883 p.
- [60] PRESSMAN, A. I; BILLINGS, K.; MOREY, T. **Switching Power Supply Design**. Third Edition. New York: McGraw-Hill, 2009. 841 p.
- [61] Steve Mappus, “Active clamp transformer reset: high or low side?”, *Power Electronics Technology*, 2004, pp. 24-32.
- [62] Dhaval Dalai, “Design considerations for active clamp and reset technique”, *Texas Instruments*, 2001, pp. 1-23.
- [63] P. Imbertson and N. Mohan, “Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty”, in *Proceedings IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1991, vol. 1, pp. 1061-1066.
- [64] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, C.-H. Tseng, and K.-C. Chen, “Analysis and implementation of an asymmetrical half-bridge converter”, in *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 2005, vol. 1, pp. 407-412.
- [65] G.-C. Hsieh and C.-Y. Kuo, “Modeling and design considerations for ZVS asymmetrical half-bridge converter”, in *Proceedings IEEE International Region 10 Conference*, 2005, pp. 1-6.
- [66] R. Watson, F. C. Lee, and G. C. Hua, “Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 162-169, Jan. 1996.

- [67] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, K.-C. Chen, and D. Wang, "Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter", in *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 2005, vol. 1, pp. 424-429.
- [68] C. Ji, K. M. Smith, and K. M. Smedley, "Cross regulation in flyback converters: solutions", in *Proceedings of Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1999, vol. 1, pp. 174-179.
- [69] M. Bhatt, W. G. Hurley, and W. H. Wölfle, "A new approach to intermittent charging of valve-regulated lead-acid batteries in standby applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1337-1342, Oct. 2005.
- [70] Baterias estacionárias ventiladas, Energia limpa e sustentável, Clean Max, Catálogo Moura, 2011.
- [71] J. R. Pinheiro, J. E. Baggio, and L. Schuch, "Um circuito de auxílio à comutação quasi-ZVS aplicado a conversores forward com dois interruptores", *Eletrônica de Potência*, vol. 5, no. 2, pp. 25-31, 2000.
- [72] A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, E. P. da Silva, and D. V. P. Cambra, "Metodologia para dimensionar múltiplas fontes de suprimento de energia de veículos elétricos", in *Proceedings of Seminário e Exposição de Veículos Elétricos*, 2007, pp. 1-14.
- [73] P. P. Barker, "Ultracapacitors for use in power quality and distributed resource applications", in *Proceedings IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2002, vol. 1, pp. 316-320.
- [74] H. Wei, W. Xin, G. Jiahuan, Z. Jianhua, and Y. Jingyan, "Discussion on application of super capacitor energy storage system in microgrid", in *Proceedings of International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, 2009, pp. 1-4.
- [75] P. J. Binduhewa, A. C. Renfrew, and M. Barnes, "Ultracapacitor energy storage for MicroGrid micro-generation", in *Proceedings of Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2008, pp. 270-274.
- [76] L. Zhang, J.-Y. Song, J.-Y. Zou, N. Wang, "High voltage super-capacitors for energy storage devices applications", in *Proceedings of Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, 2008, pp. 1-4.
- [77] N. Rizoug, P. Bartholomeus, B. Vulturescu, P. Le Moigne, and X. Pierre, "Voltage sharing in supercapacitor modules: experimental study", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 1, pp. 690-696.
- [78] S. Samineni, B. K. Johnson, H. L. Hess, and J. D. Law, "Modeling and Analysis of a Flywheel Energy Storage System for Voltage Sag Correction", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 1, pp. 42-52, Jan. 2006.
- [79] R. de Andrade, G. G. Sotelo, A. C. Ferreira, L. G. B. Rolim, J. L. da Silva Neto, R. M. Stephan, W. I. Suemitsu, and R. Nicolsky, "Flywheel Energy Storage System Description and Tests", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, pp. 2154-2157, Jun. 2007.
- [80] C. Junling, J. Xinjian, Z. Dongqi, and W. Haigang, "A Novel Uninterruptible Power Supply using Flywheel Energy Storage Unit", in *Proceedings of International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2004, vol. 3, pp. 1180-1184.
- [81] L. J. Reinke, "Tutorial Overview of Flywheel Energy Storage in a Photovoltaic Power Generation System", in *Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 1993, vol. 2, pp. 1161-1164.
- [82] Z. Yang, Y. Che, and C. Wang, "Construction, Operation and Control of a Laboratory-Scale Microgrid", in *Proceedings of International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, 2009, pp. 1-5.

- [83] M. Barnes, A. Dimeas, A. Engler, C. Fitzer, N. Hatziargyriou, C. Jones, S. Papathanassiou, and M. Vandenbergh, "Microgrid laboratory facilities", in *Proceedings of International Conference on Future Power Systems*, 2005, pp. 1-6.
- [84] D. Georgakis, S. Papathanassiou, N. Hatziargyriou, A. Engler, and Ch. Hardt, "Operation of a prototype microgrid system based on micro-sources equipped with fast-acting power electronics interfaces", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2521-2526, 2004.
- [85] J. Lee, B. Han, and H. Cha, "Operational analysis of DC micro-grid using detailed model of distributed generation", in *Proceedings of Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific*, 2009, pp. 1-4.
- [86] X. Yu and A. M. Khambadkone, "Multi-functional power converter building block to facilitate the connection of micro-grid", in *Proceedings of Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, 2008, pp. 1-6.
- [87] X. Yu and A. M. Khambadkone, "Combined active and reactive power control of power converter building block to facilitate the connection of micro-grid to electric power system", in *Proceedings IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, 2008, pp. 690-695.
- [88] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, and R. Uchida, "DC micro-grid for super high quality distribution - system configuration and control of distributed generations and energy storage devices", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.
- [89] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, and R. Uchida, "DC voltage control of the DC micro-grid for super high quality distribution", in *Proceedings of Power Conversion Conference*, 2007, pp. 518-525.
- [90] D. Salomonsson, L. Söder, and A. Sannino, "An adaptive control system for a DC microgrid for data centers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 6, pp. 1910-1917, Nov. 2008.
- [91] B.-H. Kwon, J.-H. Choi, and T.-W. Kim, "Improved single-phase line-interactive UPS", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 804-811, Aug. 2001.
- [92] G. Joos, Y. Lin, P. D. Ziogas, and I. F. Lindsay, "An online UPS with improved input-output characteristics", in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1992, pp. 598-605.
- [93] S. A. Hamed and Y. Al-Shiboul, "Off-line UPS system with optimum utilization of power elements", in *Proceedings of International Conference on Opportunities and Advances in International Electric Power Generation*, 1996, pp. 150-153.
- [94] CREDER, H. **Instalações Elétricas**. 15<sup>a</sup> ed. Rio de Janeiro: LTC, 2007. 428 p.
- [95] NISKIER, J.; MACINTYRE, A. J. **Instalações Elétricas**. 5<sup>a</sup> ed. Rio de Janeiro: LTC, 2008. 455 p.
- [96] A. Ipakchi and F. ALbuyeh, "Grid of the future: are we ready to transition to a smart grid?", *IEEE power & energy magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 52-62, Mar. 2009.
- [97] J. Voelcker, "Plugging away in a Prius", *IEEE Spectrum*, vol. 45, no. 5, pp. 30-48, Mai. 2008.
- [98] <http://priuschat.com/news/toyota-officially-introduces-prius-plug-in-phv-hybrid>, acesso em 10/11/2010.
- [99] <http://www.estadao.com.br/noticias/vidae,carro-hibrido-da-toyota-lidera-vendas-anuais-no-japao,492623,0.htm>, acesso em 01/08/2010.
- [100] <http://quatorrodas.abril.com.br/reportagens/salao/toyota-prius-plug-in-hybrid-concept-499321.shtml>, acesso em 01/08/2010.

- [101] AES Sul Distribuidora Gaúcha de Energia S/A; Companhia Estadual de Energia Elétrica; Rio Grande Energia S/A. **Regulamento de Instalações Consumidoras - Fornecimento em Tensão Secundária - Rede de distribuição Aérea**. 1ª ed., Versão 1.3, 2006. 175 p.
- [102] D. Salomonsson and A. Sannino, “Centralized AC/DC power conversion for electronic loads in a low-voltage DC power system”, in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.
- [103] R. M. Schupbach and J. C. Balda, “Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles”, in *Proceedings IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 3, 2003, pp. 1369-1374.
- [104] Z. Amjadi and S. S. Williamson, “Power-electronics-based solutions for plug-in hybrid electric vehicle energy storage and management systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 608-616, Feb. 2010.
- [105] BASTOS, L. P. Controle de ruído em instalações de grupos geradores: um estudo de caso. 2007. 114f. Trabalho de conclusão de curso (Curso de Engenharia Mecânica) - Universidade Federal do Pará, Belém, 2007.
- [106] [http://www.joseclaudio.eng.br/geradores/Diesel\\_versus\\_gas.html](http://www.joseclaudio.eng.br/geradores/Diesel_versus_gas.html), acesso em 29/09/2011.
- [107] <http://www.oficinabrasil.com.br/index.php/reparador-diesel/1716-motores-estacionarios--grupos-geradores>, acesso em 29/09/2011.
- [108] E. Bilbao, H. Gaztanaga, L. Mir, I. Etxeberria-Otadui, and A. Milo, “Design and development of a supercapacitor-based microgrid dynamic support system”, in *Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, pp. 1-10.
- [109] Y. Cheng, “Assessments of energy capacity and energy losses of supercapacitors in fast charging–discharging cycles”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 253-261, Mar. 2010.
- [110] D. Vinnikov, I. Roasto, and J. Zakis, “New bi-directional DC/DC converter for supercapacitor interfacing in high-power applications”, in *Proceedings of International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2010, pp. T11-38-T11-43.
- [111] R. L. Spyker and R. M. Nelms, “Optimization of double-layer capacitor arrays”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 194-198, Jan. 2000.
- [112] Y.-C. Zhang, L.-L. Wu, X.-J. Zhu, H.-Q. Liang, “Design of supercapacitor-based energy storage system for metro vehicles and its control rapid implementation”, in *Proceedings IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1-4.
- [113] M. Uno, “Cascaded switched capacitor converters with selectable intermediate taps for supercapacitor discharger”, in *Proceedings IEEE Trends and Developments in Converging Technology*, 2009, pp. 1-5.
- [114] R. Lu, C. Zhu, L. Tian, Q. Wang, “Super-capacitor stacks management system with dynamic equalization techniques”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 1, pp. 254-258.
- [115] N. S. Zhai, Y. Y. Yao, D. L. Zhang, and D. G. Xu, “Design and optimization for a supercapacitor application system”, in *Proceedings of International Conference on Power System Technology*, 2006, pp. 1-4.
- [116] M. H. Todorovic, L. Palma, and P. N. Enjeti, “Design of a wide input range DC–DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1247-1255, Mar. 2008.

- [117] S. Luo, Z. Ye, R.-L. Lin, and F. C. Lee, "A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, 1999, pp. 901-908.
- [118] Z. Ye, D. Boroyevich, K. Xing, and F. C. Lee, "Design of parallel sources in DC distributed power systems by using gain-scheduling technique", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, 1999, pp. 161-165.
- [119] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method", in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2000, vol. 1, pp. 235-241.
- [120] J.-W. Kim, H.-S. Choi, and B. H. Cho, "A novel droop method for converter parallel operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 25-32, Jan. 2002.
- [121] Y. Ito, Y. Zhongqing, and H. Akagi, "DC microgrid based distribution power generation system", in *Proceedings of International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 3, 2004, pp. 1740-1745.
- [122] K. Kurohane, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, T. Goya, T. Funabashi, "A hybrid smart AC/DC power system", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 1, no. 2, pp. 199-204, Sep. 2010.
- [123] S. Pan and P. K. Jain, "A precisely-regulated multiple output forward converter with automatic master-slave control", in *Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 969-975.
- [124] Y. Pei, G. Jiang, X. Yang, and Z. Wang, "Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed AC power systems and UPS", in *Proceedings IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, 2004, pp. 2050-2053.
- [125] M. J. Yang, F. Zhuo, X. W. Wang, H. P. Guo, and Y. J. Zhou, "Research of seamless transfer control strategy of microgrid system", in *Proceedings IEEE International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, 2011, pp. 2059-2066.
- [126] B. Zhao, X. Zhang, H. Tong, L. Guo, Y. Che, and B. Li, "Design and implementation of an integrated micro-grid system", in *Proceedings of China International Conference on Electricity Distribution*, 2010, pp. 1-9.
- [127] Y. Panov, J. Rajagopalan, and F. C. Lee, "Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control", in *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 1997, pp. 436-442.
- [128] S. K. Mazumder, M. Tahir, and K. Acharya, "Master-slave current-sharing control of a parallel dc-dc converter system over an RF communication interface", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 59-66, Jan. 2008.
- [129] IMHOFF, J. Desenvolvimento de conversores estáticos para sistemas fotovoltaicos autônomos. 2007. 145f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.
- [130] SCHUCH, L. Sistema CA/CC com um conversor PWM bidirecional para interface entre o barramento CC e o banco de baterias. 2001. 197f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.
- [131] OGATA, K. **Modern Control Engineering**. Third Edition. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1997. 1001 p.

# Apêndice A

## Elementos de armazenamento de energia

### A.1 Introdução

Diversos elementos de armazenamento de energia podem ser empregados em sistemas de microrredes. Entretanto, três tipos se destacam perante os demais, que são as baterias, os supercapacitores e os sistemas *flywheel*. Neste apêndice, estes três sistemas serão descritos, sendo evidenciadas as suas principais vantagens, desvantagens e aplicações mais apropriadas.

### A.2 Baterias

As baterias são os elementos de armazenamento de energia mais utilizados em aplicações de microrredes. As baterias são dispositivos que armazenam energia química, tornando-a disponível na forma de energia elétrica. No processo de carga, as baterias convertem energia elétrica em energia química. No processo de descarga, as baterias convertem energia química em energia elétrica, sob a forma de corrente contínua.

Com base na sua estrutura, pode-se dizer que uma bateria é constituída por dois eletrodos, um positivo e um negativo, submersos num recipiente com eletrólito. Devido ao fato dos materiais dos eletrodos serem diferentes, existe um potencial elétrico entre ambos. Uma reação química entre os eletrodos e o eletrólito leva à geração de energia elétrica. Se os polos positivo e negativo dos eletrodos estiverem ligados externamente constituindo um circuito fechado, fluirá corrente através do circuito.

A principal vantagem das baterias é a sua elevada densidade de energia, ou seja, a quantidade de energia capaz de ser armazenada por unidade de massa, tornando-as indicadas para aplicações de longa duração. Outra importante vantagem é o seu custo, que pode ser reduzido dependendo da tecnologia de bateria utilizada.

Entretanto, as baterias apresentam também desvantagens como, por exemplo, elevado tempo de carga e descarga, baixa eficiência, pequena quantidade de ciclos de carga/descarga

levando a uma baixa vida útil, baixa densidade de potência, constituição química com materiais tóxicos e perigosos, necessidade de manutenção e sensibilidade à temperatura.

Desta maneira, outros elementos de armazenamento de energia com características que compensam ou melhoram as desvantagens apresentadas pelas baterias são usualmente utilizados em sistemas de microrredes de maneira individual ou como complemento a elas. Neste grupo, situam-se principalmente os supercapacitores e os sistemas *flywheel*, os quais são apresentados a seguir em maiores detalhes.

### A.3 Supercapacitores

Os capacitores de duas camadas elétricas (EDLC, proveniente do inglês *electric double-layer capacitors*), também chamados de supercapacitores, pseudocapacitores ou ultracapacitores, são capacitores eletroquímicos que possuem uma elevada densidade de energia comparados aos capacitores comuns, tipicamente na ordem de milhares de vezes maior do que um capacitor eletrolítico de alta capacidade.

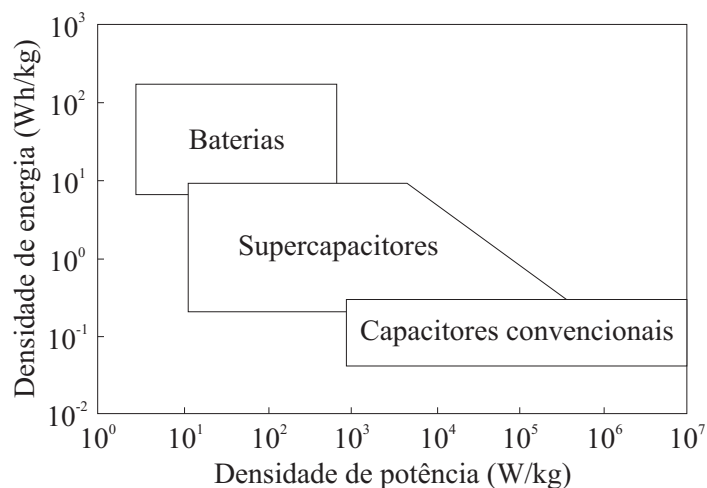
Os EDLCs são formados por dois eletrodos porosos imersos em uma solução eletrolítica que armazena cargas eletrostaticamente. A capacitância é determinada pela área efetiva das placas, pela distância de separação entre as placas e pela constante dielétrica do meio de separação das placas, assim como em um capacitor comum. Entretanto, a principal diferença do supercapacitor é que sua estrutura eletrolítica líquida e eletrodos porosos resultam em uma área superficial efetiva muito alta comparada à estrutura de placas convencional [73]. Esse fato resulta em um valor de capacitância elevado. Desta maneira, os EDLCs podem ter de 100 a 1000 vezes a capacitância por unidade de volume comparado a um capacitor eletrolítico convencional.

Os eletrodos porosos são geralmente construídos de carvão ativado. A solução eletrolítica é geralmente hidróxido de potássio ou ácido sulfúrico. Chumbo e Cádmio não são usados em seu projeto, o que torna os EDLCs menos agressivos ao meio-ambiente.

As densidades de energia e de potência dos EDLCs estão localizadas entre aquelas das baterias e capacitores convencionais. Eles têm densidade de energia maior do que um capacitor, mas menor do que uma bateria e densidade de potência maior do que uma bateria, mas menor do que um capacitor [2]. De fato, os EDLCs possuem densidade de potência muito superior a das baterias. A densidade de potência combina a densidade de energia com a velocidade na qual a energia pode ser entregue para a carga.



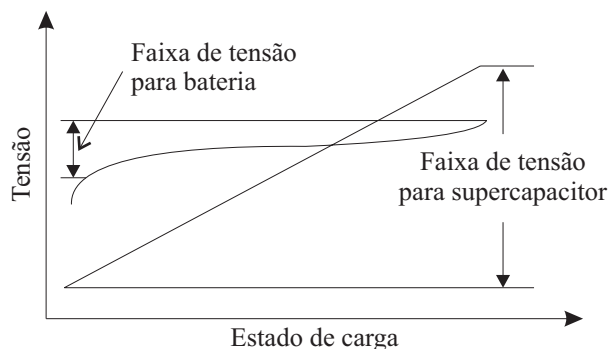
A Figura A.1 [72] apresenta um gráfico que relaciona a densidade de energia (em Wh/kg) e a densidade de potência (em W/kg) para alguns dispositivos de armazenamento de energia. Conceitualmente, o eixo vertical descreve a quantidade de energia disponível, enquanto que o eixo horizontal mostra o quão rápido esta energia pode ser entregue.



**Figura A.1 – Gráfico da relação entre densidade de energia e densidade de potência.**

Comparado às baterias, os EDLCs são mais apropriados para aplicações de curta duração e alta potência de saída, enquanto que as baterias são mais apropriadas para aplicações de longa duração e baixa potência de saída.

Ao contrário das baterias, a tensão do EDLC varia linearmente com o estado de carga, como mostrado na Figura A.2 [2]. O mesmo ocorre com qualquer capacitor. Esta faixa de tensão entre carga máxima e mínima é maior para os EDLCs do que para baterias. Devido a esta variação brusca com o estado de carga, conexões série são geralmente necessárias para aplicações de alta tensão e circuitos de eletrônica de potência devem ser integrados às células para controlar a carga, descarga e tensão de equalização.



**Figura A.2 – Comparação do perfil de tensão para EDLC e bateria.**

Os supercapacitores possuem outras vantagens com relação às baterias [73]-[75], a saber: apresentam um ciclo de vida mais longo com pequena degradação devido à ausência de reações químicas e trabalham tipicamente de 100 mil a 1 milhão de ciclos de carga e descarga, comparado à 200 até 1000 ciclos para a maioria das baterias recarregáveis disponíveis comercialmente, as quais duram poucos anos.

A vida útil de baterias pode ser otimizada através do processo de carga sob condições favoráveis e à uma taxa ideal. Desta maneira, os EDLCs podem operar em conjunto com as baterias atuando como condicionadores de carga, armazenando energia proveniente de outras fontes para propósitos de balanceamento de carga e então usando qualquer excesso de energia para carregar as baterias em um momento adequado. Esta técnica é utilizada em diversas topologias de microrredes.

Os EDLCs apresentam ainda resistência interna extremamente baixa (proporcionando alta eficiência e baixo nível de aquecimento) e aumento na segurança (devido aos seus eletrólitos não corrosivos e materiais de baixa toxicidade). Os métodos de carga são simples (a detecção de carga máxima é desnecessária e não há perigo de sobrecarga), rápidos (os EDLCs podem armazenar energia elétrica diretamente sem reações químicas e podem ser carregados através de alta corrente em poucos segundos) e eficientes (as baterias podem perder quantidade significativa de energia, ao contrário dos EDLCs). Eles sofrem pequena influência da temperatura em uso normal, podem operar em larga faixa de temperatura (-40 a 85°C) sem grandes mudanças no desempenho e não precisam ser superdimensionados para operar em baixas temperaturas. As baterias de chumbo-ácido, por outro lado, devem ser mantidas a uma temperatura ambiente para apresentar bom desempenho (0 a 40°C).

Entretanto, os EDLCs apresentam algumas desvantagens, sendo que a principal delas é a densidade de energia consideravelmente menor comparada a uma bateria eletroquímica. Desta maneira, os EDLCs não são apropriados para aplicações de longa duração. Eles possuem maior absorção dielétrica dentre todos os tipos de capacitores, alta descarga própria (*self-discharge*) que é consideravelmente maior do que a de uma bateria eletroquímica, células de baixa tensão e custo elevado.

A tensão de trabalho dos EDLCs existentes é muito baixa (menor do que 3,5 V). Para atender aos requisitos de aplicações de alta tensão, várias unidades de EDLCs devem ser conectadas em série. Neste caso, entretanto, a capacitância total do dispositivo de armazenamento diminui e a resistência interna aumenta [76]. Uma desvantagem deste método, talvez a principal, é que as tensões dos elementos EDLC em série tornam-se desbalanceadas após vários ciclos de carga/descarga. Este desbalanço crescente é resultado

das características não idênticas dos EDLCs conectados em série e pode influenciar diretamente as suas vidas úteis, uma vez que o elemento que possui maior tensão pode perder suas características rapidamente [77].

Os EDLCs possuem custo inicial bastante elevado, na faixa de US\$ 5 a 20 por kJ dependendo do tipo do capacitor e aplicação [73]. O custo inicial das baterias está na faixa de US\$ 0,3 a 2 por kJ, em torno de 10 vezes menor. Entretanto, como os EDLCs são mais eficientes, têm vida útil maior e requerem menor manutenção, o custo ao longo da vida útil não é tão elevado comparado às baterias, apesar de continuar sendo maior.

#### **A.4 *Flywheels***

O sistema *flywheel* de armazenamento de energia consiste de um rotor (disco ou volante) acoplado a um motor/gerador elétrico, o qual converte energia elétrica em energia cinética e vice-versa, enclausurados em um compartimento. O sistema funciona através da aceleração do rotor a uma alta velocidade, mantendo a energia no sistema na forma de energia rotacional cinética. Quando a energia é extraída do sistema, a velocidade rotacional do volante diminui como consequência do princípio da conservação de energia. Por outro lado, quando a energia é inserida ao sistema, a velocidade rotacional do volante aumenta.

A quantidade de energia cinética armazenada é proporcional ao momento de inércia do volante e ao quadrado de sua velocidade angular [78]. Portanto, aumentando-se a velocidade angular eleva-se a energia armazenada por volume, porém aumentam-se também as perdas.

As perdas são devidas principalmente ao atrito (fricção, arrasto) do ar e à sustentação do elemento móvel. As perdas por arrasto do ar podem ser reduzidas através da operação do volante enclausurado no vácuo, enquanto que as perdas de sustentação podem ser reduzidas através do uso de sustentação magnética ao invés de sustentação mecânica.

Há vários métodos de sustentação magnética que podem ser usadas para minimizar as perdas de sustentação: sustentação magnética permanente, sustentação magnética ativa e sustentação magnética supercondutiva [79]. A sustentação magnética permanente é mais barata, porém não é capaz de proporcionar uma sustentação estável em todas as dimensões e pode ser usada somente como sustentação auxiliar. A sustentação magnética ativa é a mais usada, porém requer controle ativo complexo que é sensível a distúrbios eletromagnéticos. A sustentação magnética supercondutiva é auto-estável, porém necessita de refrigeração.

A primeira geração de sistemas *flywheel* utilizava rotor de aço com sustentação mecânica. Os novos sistemas empregam rotor de compostos de fibra de carbono que apresenta maior força de tensionamento (*tensile strength*) que o aço e é mais leve.

O sistema *flywheel* tem vantagens de não ser poluidor, ter longa vida útil, baixo tempo de carga e operar em larga faixa de temperatura [80].

Quando comparado às baterias, o sistema *flywheel* apresenta as seguintes vantagens [81]:

- Tempo de carga e descarga menor;
- Durabilidade elevada. As melhores baterias não ultrapassam 2.000 ciclos de carga/descarga, enquanto que os sistemas *flywheel* são capazes de operar até 100.000 ciclos de carga/descarga;
- Não representam risco às pessoas e ao meio-ambiente, particularmente no momento de descarte, ao contrário das baterias;
- A capacidade de armazenamento é independente de flutuações de temperatura e a unidade não é prejudicada pela exposição a temperaturas extremas. As melhores baterias possuem uma faixa de operação de -35 a 65°C, enquanto que um sistema *flywheel* com suspensão magnética pode operar na faixa de temperatura de -196 a 100°C;
- Eficiência superior.

Outra vantagem destes sistemas é que através de uma simples medida da velocidade rotacional é possível saber a exata quantidade de energia armazenada.

Entretanto, um dos principais limites de projeto do sistema *flywheel* é a força de tensionamento do material usado no rotor (volante). Quanto mais forte o material, mais rápido o rotor pode girar e mais energia o sistema pode armazenar. Quando a força de tensionamento do rotor é excedida, o disco rompe-se liberando toda a energia armazenada de uma vez. Esse fenômeno é comumente referido como "*flywheel explosion*". Consequentemente, os sistemas *flywheel* exigem compartimentos fortes e resistentes como medida de segurança, o que aumenta a massa total do dispositivo.

## **A.5 Comparação entre os elementos de armazenamento de energia**

A Tabela A-1 [74]-[75] mostra uma comparação entre as principais características dos elementos de armazenamento de energia descritos (bateria, *flywheel* e supercapacitor).

**Tabela A-1 - Comparação entre os elementos de armazenamento de energia.**

Parâmetro	Bateria	<i>Flywheel</i>	EDLC
Densidade de energia	20 a 100 Wh/kg	5 a 50 Wh/kg	1 a 10 Wh/kg
Densidade de potência	50 a 200 W/kg	180 a 1800 W/kg	7 a 180 kW/kg
Tempo de carga	1 a 5 h	0,5 a 2 h	1 a 30 s
Tempo de descarga	0,3 a 3 h	0,5 a 2 h	1 a 30 s
Ciclos	10 <sup>3</sup> vezes	10 <sup>6</sup> vezes	> 10 <sup>6</sup> vezes
Eficiência	80 a 85 %	90 a 95 %	> 95 %
Segurança	Bom	Ruim	Bom
Manutenção	Bom	Médio	Muito bom
Custo (p.u.)	1	8	20

Através da Tabela A-1, observa-se que as baterias apresentam maior densidade de energia, seguidas pelos sistemas *flywheel* e, após, pelos supercapacitores. O inverso ocorre com a densidade de potência, quesito no qual os supercapacitores são superiores, seguidos pelos sistemas *flywheel* e, após, pelas baterias. Estas características indicam que as baterias são mais apropriadas para aplicações de longa duração, enquanto que os supercapacitores são mais apropriados para aplicações de curta duração. Os sistemas *flywheel*, por sua vez, são apropriados para aplicações de duração intermediária entre os outros dois sistemas de armazenamento.

Além da alta densidade de energia, as baterias também se destacam por apresentarem custo mais reduzido. Já os supercapacitores, além de apresentarem alta densidade de potência, também se destacam por apresentarem menores tempo de carga e descarga e maiores vida útil (números de ciclos de carga e descarga) e rendimento. Os sistemas *flywheel*, por sua vez, possuem características intermediárias nos quesitos apresentados, quando comparados aos outros dois sistemas de armazenamento de energia.

Dois outros fatores que representam desvantagem para as baterias são a faixa de temperatura de operação que é mais reduzida e o risco do material componente (risco de contaminação e poluição produzida).

Os quesitos segurança e manutenção são mais subjetivos, uma vez que não são representados quantitativamente por números e sim por conceitos baseados nas características dos elementos de armazenamento como risco de explosão, presença de peças/componentes mecânicas, necessidade de reparos periódicos, desgaste físico, entre outros.

# Apêndice B

## Exemplos de sistemas de microrredes

### B.1 Introdução

Este apêndice apresenta alguns exemplos de sistemas de microrredes com barramentos de interconexão CA e CC propostos na literatura.

### B.2 Exemplos de sistemas de microrredes

Um exemplo de microrrede com barramento CA (topologia #1) é apresentado em [82]. Sua topologia está mostrada na Figura B.1. Este sistema é suprido por um gerador fotovoltaico e um gerador eólico. O sistema também apresenta baterias e cargas locais. O controlador central da microrrede (MGCC) tem como funções o monitoramento das energias ativa e reativa, da tensão e frequência do barramento CA e a otimização da operação da microrrede através das linhas de comunicação. Este sistema pode operar de maneira ilhado (alimentado pelas fontes renováveis) ou com conexão à rede de fornecimento de energia.

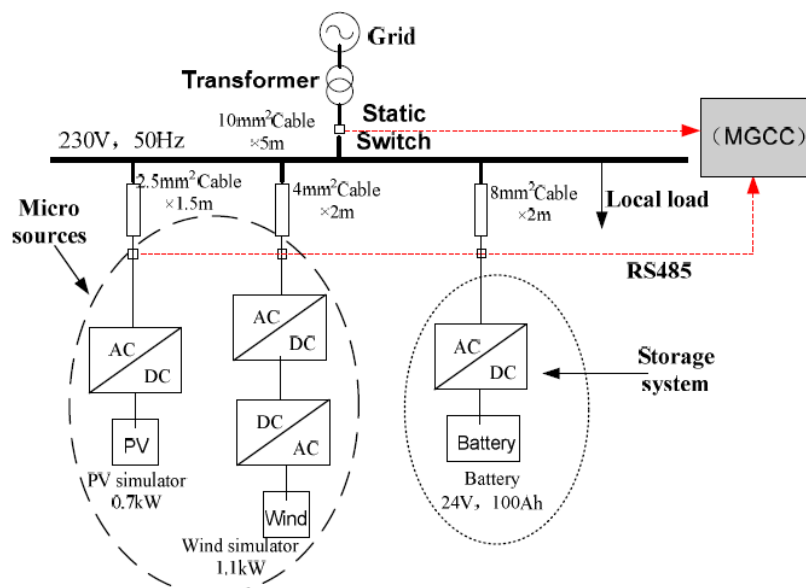


Figura B.1 – Topologia #1 de uma microrrede com barramento CA [82].

Outro exemplo de microrrede com barramento de interconexão CA (topologia #2) é apresentado em [83] e [84]. Sua topologia está mostrada na Figura B.2. Este sistema possui dois geradores fotovoltaicos, um gerador eólico, baterias de armazenamento de energia, cargas locais e controláveis, e um sistema MGCC. A presença de conversores estáticos na saída de cada elemento de geração e armazenamento é necessária, de maneira a converter a energia para CA e permitir a interligação no barramento central.

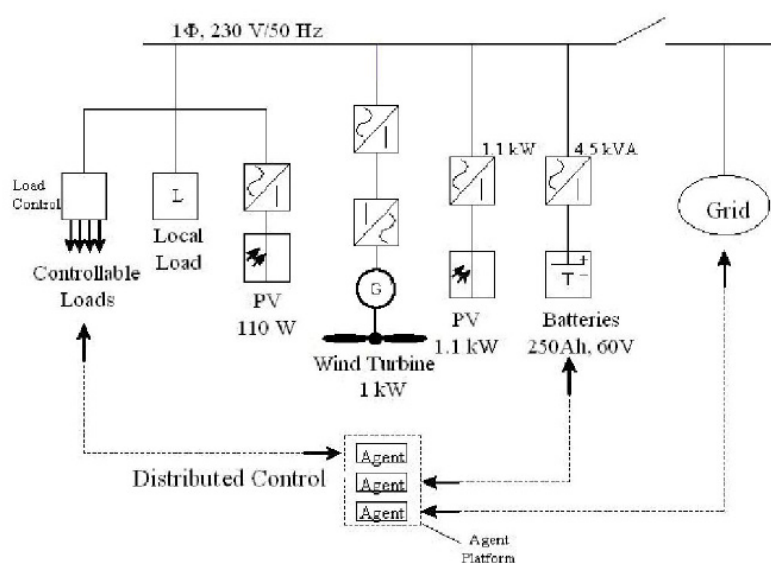


Figura B.2 – Topologia #2 de uma microrrede com barramento CA [83].

Um exemplo de microrrede com barramento CC (topologia #1) é apresentado em [85]. A topologia deste sistema é mostrada na Figura B.3.

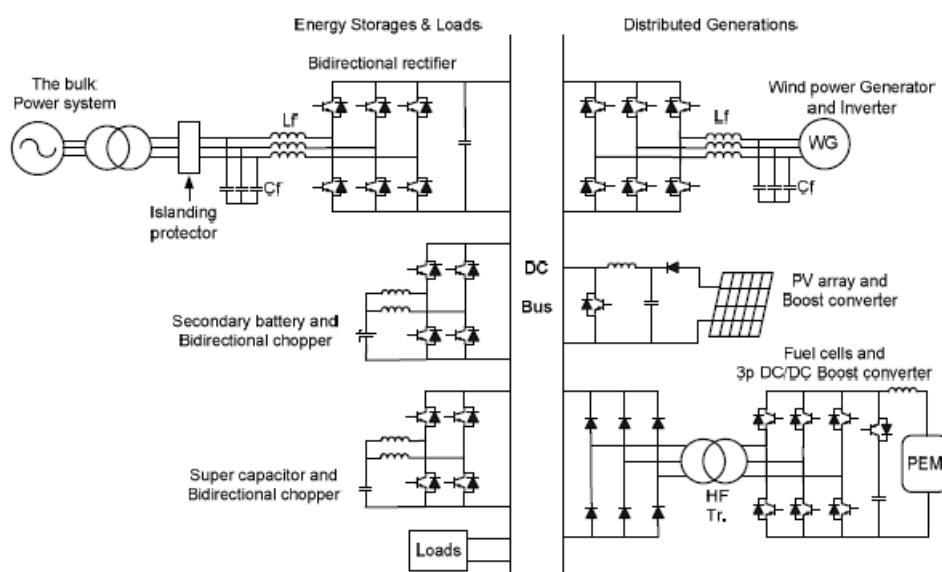


Figura B.3 – Topologia #1 de uma microrrede com barramento CC [85].

Esta topologia apresenta três fontes renováveis de energia (gerador eólico, painéis fotovoltaicos e células combustíveis) cada uma com seu conversor específico, dois elementos armazenadores de energia (supercapacitor e baterias) cada um com um conversor CC-CC específico, cargas e um retificador bidirecional, o qual é responsável por fazer a conexão da rede de energia com o barramento CC quando necessário.

Segundo a representação da microrrede, apenas cargas CC são alimentadas pelo sistema. Sempre há uma conversão de energia entre as cargas e a alimentação, garantindo melhor qualidade de energia, com menores distorções e transitórios.

O fluxo de potência dos componentes desta microrrede com barramento CC é mostrado na Figura B.4 [85].

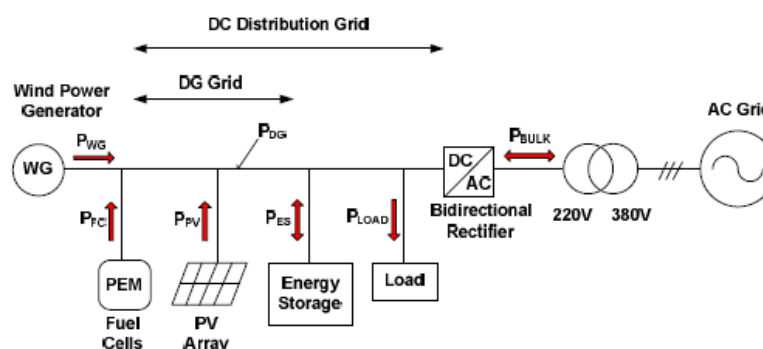


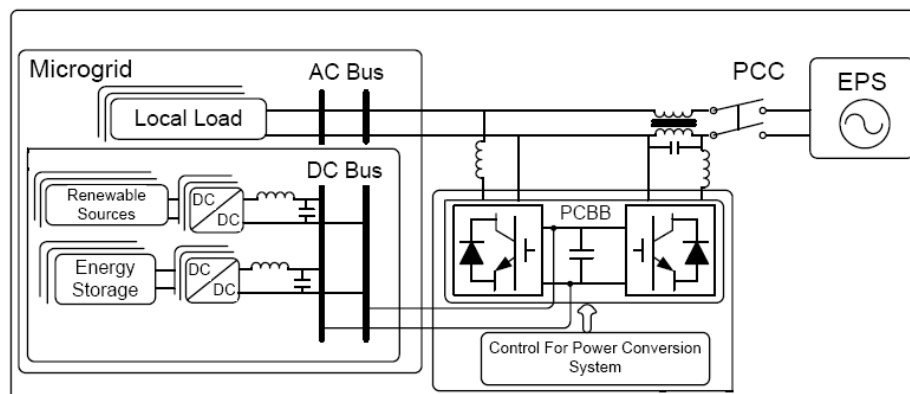
Figura B.4 – Fluxo de potência da topologia #1 de uma microrrede com barramento CC [85].

No modo de operação de conexão à rede, o sistema opera da maneira descrita a seguir. Se a energia produzida pelas fontes renováveis de energia é suficiente para alimentar as cargas, a energia excedente é armazenada inicialmente no supercapacitor, após na bateria e, após, uma conexão é estabelecida com a rede e a energia excedente é enviada para esta. Porém, se a energia produzida pelas fontes renováveis de energia não é suficiente para alimentar as cargas, a energia necessária é retirada primeiramente do supercapacitor, após da bateria e após uma conexão é estabelecida com a rede e a energia de falta é suprida por esta.

No modo de operação ilhado, por outro lado, ambos os conversores do supercapacitor e da bateria operam continuamente.

Outro exemplo de microrrede com barramento CC (topologia #2) é apresentado em [86] e [87]. A topologia deste sistema está mostrada na Figura B.5. Além do barramento CC, onde estão conectadas as fontes renováveis de energia, os elementos armazenadores de energia através de conversores CC-CC e os conversores do *Power Converter Building Block* (PCBB), esta topologia também apresenta um barramento CA onde são conectadas as cargas da microrrede.





**Figura B.5 – Topologia #2 de uma microrrede com barramento CC [86].**

Uma das vantagens desta topologia é que cargas conectadas ao barramento CA podem receber energia diretamente da rede de fornecimento, sem conversão de potência externa à carga e, portanto, com perdas menores. Outra vantagem é o preço mais baixo de disjuntores CA em comparação com os CC.

Um diferencial desta topologia é a presença de um PCBB, o qual apresenta conexões série e paralela com o barramento da carga. A conexão paralela do PCBB realiza a compensação dos harmônicos de corrente produzidos por cargas não lineares, enquanto que a conexão série do PCBB realiza a compensação de variações positivas e negativas e harmônicos da tensão da rede de fornecimento. O barramento CC proporciona energia para o PCBB e para as cargas. Somente fontes CC são utilizadas.

Este sistema apresenta três modos de operação, os quais são citados a seguir: modo normal, modo de variação de tensão e modo de transição.

No modo normal de operação, a conexão paralela do PCBB realiza a compensação dos harmônicos de corrente e a conexão série do PCBB não tem função. Desta maneira, o PCBB atua como filtro ativo. O controle da tensão do barramento CC é feito pelos conversores que realizam a conexão entre as fontes renováveis de energia e o barramento CC.

No modo de operação de variação de tensão, a conexão paralela do PCBB realiza a compensação dos harmônicos de corrente e a conexão série do PCBB realiza a compensação da tensão de modo a manter uma tensão estável na carga.

O modo de operação de transição é subdividido em outros dois modos, a saber: modo ilhado e modo de conexão à rede. No modo de operação ilhado, a conexão paralela do PCBB funciona como inversor do barramento CC para o barramento CA e a conexão série do PCBB não tem função. A chave estática é aberta e a detecção de falta é feita através de um *phase-locked loop* devido à robustez e facilidade de implementação. No modo de operação de

conexão à rede, o sistema de controle detecta a defasagem entre as tensões do barramento CA e da rede de fornecimento de energia. A chave estática é fechada somente quando a defasagem é próxima de zero. A conexão paralela do PCBB transfere a função de conversão CC-CA para compensação dos harmônicos de corrente.

Outro exemplo de microrrede com barramento CC (topologia #3) é apresentado em [88] e [89]. Esta topologia apresenta uma fonte renovável de energia (painéis fotovoltaicos) com um conversor específico, um sistema de cogeração de energia (CA), dois elementos armazenadores de energia (supercapacitor e baterias) cada um com um conversor CC-CC específico, cargas variadas e um retificador bidirecional, o qual é responsável por fazer a conexão da rede de energia com o barramento CC quando necessário.

As baterias têm a função de realizar o balanço total de energia do sistema. O supercapacitor é usado para compensação de transientes. Quando a microrrede é conectada à rede de energia, o retificador bidirecional é operado no modo de controle de corrente e quando a microrrede opera isolada o retificador bidirecional é operado no modo de controle de tensão.

Uma vantagem desta topologia é que as cargas alimentadas não sofrem impacto das imperfeições e anomalias que ocorrem na rede de alimentação, uma vez que sempre ocorrem duas conversões de energia, eliminando problemas transitórios. Entretanto, uma desvantagem decorrente deste fato é a menor eficiência desta topologia, em virtude das perdas presentes nos dispositivos dos conversores estáticos de potência.

Nesta topologia, o barramento CC é composto por 3 fios, com níveis de tensão de +170 e -170 V, com objetivo de se adaptar ao padrão do sistema japonês. Este tipo de configuração, chamado de barramento bipolar, vem sendo estudado recentemente tendo como apelo uma maior capacidade de transmissão. Nesta configuração estão disponíveis níveis de tensão entre fase e neutro e entre fases, igual ao dobro da primeira situação.

Outro exemplo de microrrede com barramento CC (topologia #4) é apresentado em [90]. Esta microrrede é voltada para aplicação em um centro de processamento de dados. Ela é formada por um conversor bidirecional que conecta a rede de fornecimento de energia a um barramento CC, permitindo também a alimentação de cargas no lado CA. Ao barramento CC conectam-se ainda diversas cargas CC através de conversores CC-CC, um elemento armazenador de energia (baterias) e um gerador (cuja máquina primária é um motor diesel), através de um retificador.

O conversor localizado entre os barramentos pode operar como fonte CC controlável (função de regular a tensão do barramento CC da microrrede), fonte CA controlável (funções

de gerar tensão CA e regular as cargas CA) e com função de injetar uma quantidade controlável de potência ativa na rede CA de energia. Em [90] é proposto um sistema de controle para a microrrede, a qual apresenta 8 modos de operação, resultando em 23 transições entre os mesmos. Questões relacionadas à proteção deste sistema de microrrede são apresentadas em [29].

Analisando as topologias apresentadas, observa-se que em algumas delas a quantidade de conversores entre as fontes de GD e as cargas altera-se dependendo apenas do modo de operação, enquanto que em outras depende também do tipo da carga alimentada.

A quantidade de conversores entre a rede de energia e as cargas estabelece uma relação entre confiabilidade e perdas. Quando as cargas recebem energia sem o intermédio de um conversor ocorrem menores perdas, entretanto há a possibilidade de redução na qualidade da energia. Por outro lado, quando as cargas recebem energia por intermédio de um ou mais conversores ocorrem maiores perdas, entretanto há o fornecimento de energia de melhor qualidade.

Comparando as topologias de barramento CC, a topologia #1 apresenta boa qualidade de energia e perdas intermediárias, em razão de sempre apresentar um conversor entre a fonte de energia e a carga. A topologia #2 apresenta como diferencial a presença de compensação série e paralela (harmônicos de tensão e corrente) realizada pelos conversores do PCBB. A topologia #3 pode alimentar tanto cargas CC quanto CA, apresenta um gerador no lado CA e fornece uma excelente qualidade de energia ao custo de maiores perdas, levando a uma menor eficiência. A topologia #4 também pode alimentar tanto cargas CC quanto CA e apresenta um número variável de conversores entre a rede e as cargas, em razão da atuação ou não do gerador presente na topologia.

É possível fazer um paralelo entre as topologias de barramento CC e as fontes ininterruptas de energia (UPS). A topologia #2 possui estrutura semelhante à de uma UPS do tipo *line-interactive* [91], onde os conversores não estão localizados no caminho principal de potência e têm como função condicionar a tensão de saída fornecida à carga. A topologia #3 possui estrutura semelhante à de uma UPS do tipo *double-conversion* (ou *on-line*) [92], onde os conversores retificador e inversor estão localizados no caminho principal de potência, contendo um elemento de armazenamento de energia conectado em paralelo entre eles. A topologia #4 possui estrutura semelhante à de uma UPS do tipo *passive stand-by* (ou *off-line*) [93], onde os conversores não estão localizados no caminho principal de potência e têm como função suprir a carga através de um elemento de armazenamento de energia, quando ocorrem falhas na rede de fornecimento principal.

# Apêndice C

## Microrrede residencial estudada

### C.1 Introdução

Este apêndice aborda o sistema de microrrede residencial estudado nesta Tese, cuja estrutura é apresentada no capítulo 1. A próxima seção apresenta a determinação dos modos de operação e o fluxograma de funcionamento, bem como as considerações adotadas para obtê-lo. As duas seções seguintes apresentam a determinação dos níveis de tensão e potência dos barramentos, conversores e elementos da microrrede, e a definição das topologias dos conversores estáticos. A penúltima seção mostra o projeto dos elementos de armazenamento de energia, enquanto que a última seção apresenta a conclusão do apêndice.

### C.2 Modos de operação

A estrutura da microrrede residencial estudada é mostrada na Figura 1.5, sendo composta de painéis fotovoltaicos, gerador à biocombustível, banco de supercapacitores, banco de baterias, PHEV, conversores estáticos e dois barramentos, um CC e um CA.

A determinação dos modos de operação da microrrede é uma etapa importante, pois trata da definição de como a microrrede irá se comportar perante cada possível situação, de acordo com as variáveis do sistema. Para realizar as definições dos modos de operação do sistema de microrrede, algumas considerações iniciais são adotadas e é proposto um fluxograma de operação, apresentado na sequência.

#### C.2.1 Fluxograma de operação

Nesta subseção são realizados a apresentação e explicação do funcionamento do fluxograma de operação proposto ao sistema de microrrede, bem como a definição das considerações iniciais adotadas para a sua construção e a definição dos modos de operação de cada conversor integrante do sistema. As considerações iniciais estão descritas a seguir:

- A energia gerada pelos painéis fotovoltaicos deve ser sempre maximizada;
- A potência dos painéis fotovoltaicos é menor do que a potência total das cargas instaladas na microrrede;
- O gerador apresenta um tempo de retardo até iniciar a geração de energia;
- O elemento de armazenamento pode ser carregado através da rede de energia ou através dos painéis fotovoltaicos; se o gerador fosse utilizado haveria perda de energia na conversão;
- O elemento de armazenamento só é descarregado para suprir as cargas ou manter a tensão dos barramentos, mas não para exportar energia para a rede, com exceção do PHEV.

A Figura C.1 mostra o fluxograma proposto ao sistema da microrrede. O fluxograma é cíclico, o que significa que toda vez que o algoritmo encontra um estado FIM, o mesmo retorna ao estado INÍCIO, sendo executado em alta frequência. O fluxograma não apresenta todos os modos de operação, estando simplificado em alguns pontos como, por exemplo, os elementos utilizados para armazenamento de energia (baterias, supercapacitores e PHEV) são agrupados como sendo um único elemento. A técnica de controle empregada na microrrede é o método mestre-escravo e as justificativas desta escolha são apresentadas no apêndice D.

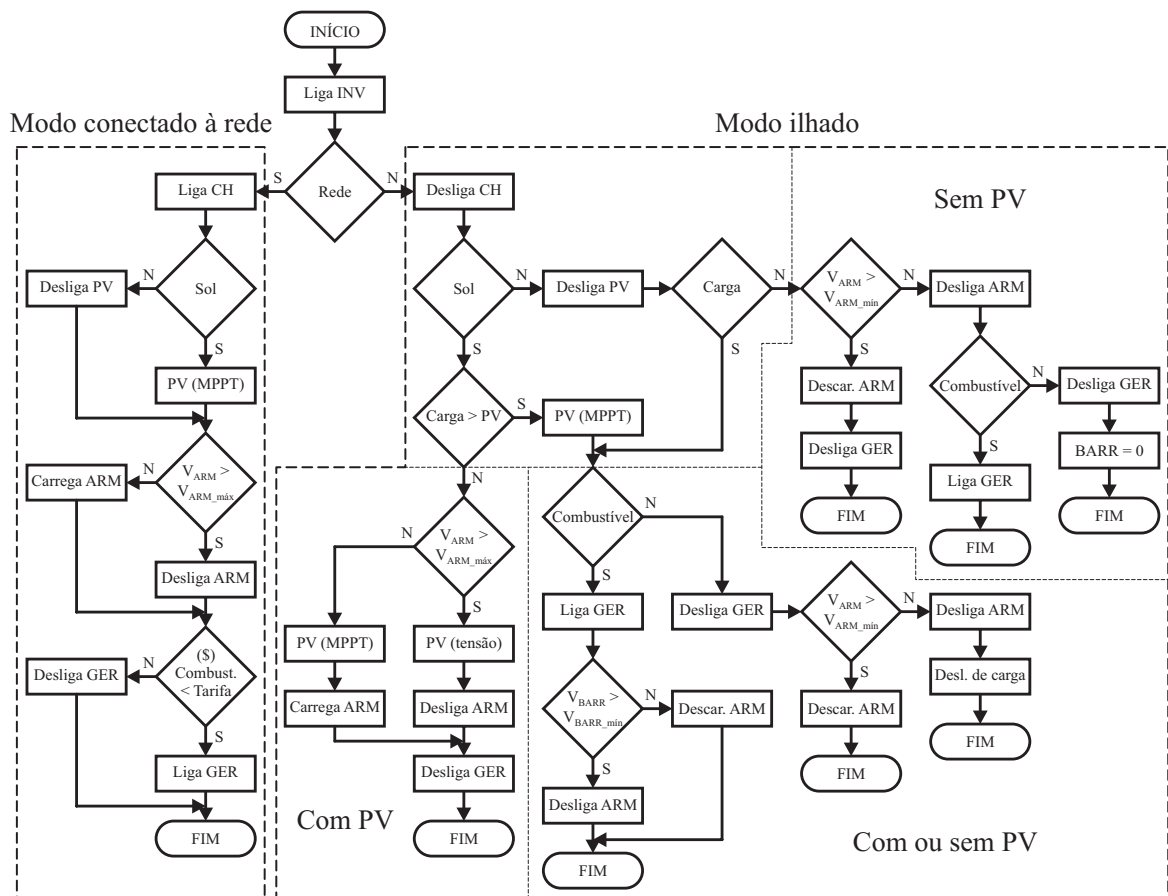


Figura C.1 – Fluxograma de operação do sistema de microrrede.

Os elementos da microrrede representados neste fluxograma são: inversor (INV), gerador alimentado por biocombustível (GER), painéis fotovoltaicos (PV), elemento de armazenamento de energia (ARM), chave seccionadora (CH), utilização do algoritmo de busca do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos (MPPT) e barramento (BARR). A tensão no elemento de armazenamento de energia ( $V_{ARM}$ ) e a tensão no barramento CC ( $V_{BARR}$ ) são variáveis utilizadas em algumas tomadas de decisão. A comparação entre o preço da tarifa de energia elétrica e o preço de determinado volume de combustível para gerar uma mesma quantidade de energia também é utilizado em uma tomada de decisão. Sensores são utilizados para monitorar os níveis de corrente e tensão em vários pontos da microrrede.

No fluxograma, os retângulos representam ações executadas, os losangos representam pontos de tomadas de decisão para determinação dos modos de operação, as elipses indicam o início e fim de cada modo de operação e as setas representam as transições entre as etapas. As tomadas de decisão podem ter respostas positivas (S) ou negativas (N).

Cada conversor apresenta um determinado número de modos de operação, sendo que a combinação destes origina os modos de operação da microrrede. Os modos de operação de cada conversor são citados a seguir. Após, são descritos os modos de operação da microrrede.

- O conversor dos painéis fotovoltaicos pode apresentar dois modos de operação: modo de regulação de corrente (MPPT utilizando o método perturbação e observação), ou modo de regulação de tensão (regulação da tensão do barramento CC).
- O inversor/retificador pode apresentar dois modos de operação: quando conectado à rede, ele realiza a regulação da tensão do barramento CC e o controle da corrente CA senoidal; quando no modo ilhado, ele realiza o controle da tensão CA senoidal.
- O conversor do gerador à biocombustível pode apresentar dois modos de operação: modo de regulação de corrente, ou modo de regulação de tensão (barramento CC).
- O conversor do PHEV pode apresentar três modos de operação: modo de carga, modo de descarga com regulação de corrente, ou modo de descarga com regulação de tensão (barramento CC).
- O conversor dos bancos de baterias e supercapacitores pode apresentar dois modos de operação: modo de carga, ou modo de descarga com regulação de tensão (barramento CC).

O PHEV está representado em dois pontos da estrutura da microrrede, pois pode ser conectado aos dois barramentos. Além disso, ele pode estar sendo carregado (tratado como uma carga) ou estar fornecendo energia. Ao fornecer energia no modo ilhado, é tratado como os demais elementos de armazenamento, sendo que neste caso, a sua energia armazenada é

utilizada para proporcionar maior tempo de autonomia à microrrede, substituindo as baterias quando a energia destas estiver esgotada.

No modo conectado à rede, a microrrede apresenta oito modos de operação. São realizadas três tomadas de decisão, sendo que elas são independentes entre si. As tomadas de decisão dizem respeito à existência de energia solar, ao estado de carga do elemento de armazenamento e ao preço do kWh da energia gerada pelo gerador à biocombustível comparado ao preço do kWh da energia disponibilizada pela rede. Ressalta-se que os painéis fotovoltaicos e o gerador sempre operam no modo corrente, uma vez que a energia excedente pode ser enviada (vendida) à rede. O PHEV pode operar nos modos de carga ou corrente (função V2G). Os bancos de baterias e supercapacitores só podem operar no modo de carga.

No modo ilhado, a microrrede apresenta 13 modos de operação. Existem 9 tomadas de decisão, entretanto estas não são todas independentes entre si. As tomadas de decisão dizem respeito à existência de energia solar, existência de carga, estado de carga do elemento de armazenamento, nível de tensão do barramento CC, disponibilidade de biocombustível e relação entre a energia consumida pela carga e a produzida pelos painéis fotovoltaicos.

No modo ilhado, os painéis podem operar no modo MPPT ou no modo regulação de tensão; o elemento de armazenamento pode operar nos modos de carga ou descarga com regulação de tensão; e o gerador pode operar nos modos de regulação de tensão ou corrente (neste caso durante a sua partida).

A disponibilidade de energia solar é a primeira tomada de decisão do algoritmo, pois possui maior prioridade, devido à possibilidade de geração de energia elétrica de maneira renovável, com baixo impacto ambiental e sem custo através dos painéis solares. Caso a energia gerada pelos painéis solares for superior à energia consumida pela carga, verifica-se o estado de carga do elemento de armazenamento para decidir se os painéis funcionarão no modo tensão (gerando apenas a energia consumida pela carga) ou no modo MPPT (direcionando a energia excedente não consumida pelas cargas, para a carga do elemento de armazenamento). Caso a energia gerada pelos painéis solares for inferior à energia consumida pela carga, os painéis funcionarão no modo MPPT e a energia restante necessária será fornecida primeiramente pelo gerador (caso haja combustível e até o seu limite de potência) ou pelo elemento de armazenamento (caso não haja combustível e sim energia armazenada, até o seu limite de potência).

Caso não haja disponibilidade de combustível e de energia acumulada no elemento de armazenamento, é feito o desligamento (despacho) de carga, sendo alimentadas somente as cargas críticas (dispositivos de segurança da residência) cuja energia gerada pelos painéis

solares é capaz de suprir. Na presença de combustível, o gerador é acionado e, devido ao seu tempo de retardo de geração de energia, é verificado o nível de tensão do barramento CC. Caso o nível de tensão esteja abaixo de um limite estipulado, o elemento de armazenamento (neste caso banco de supercapacitores) é acionado até que o gerador inicie a produção de eletricidade e o nível de tensão retorne acima do limite estipulado.

Por outro lado, na inexistência de energia solar e na presença de cargas conectadas à microrrede, o fornecimento de energia para as mesmas será responsabilidade do gerador e do elemento de armazenamento, com o mesmo procedimento de teste descrito anteriormente. Por fim, caso não haja disponibilidade de energia solar, nem cargas conectadas à microrrede, é acionado o elemento de armazenamento (caso haja energia armazenada) e, posteriormente, o gerador (caso haja disponibilidade de combustível) com o objetivo de manter as tensões dos barramentos CC e CA em níveis adequados. Na inexistência de energia disponível na microrrede, o sistema é desligado e as tensões dos barramentos são reduzidas à zero.

A capacidade de absorção de elevada quantidade de energia em caso de surtos de energia na microrrede decorrente, por exemplo, da desconexão de cargas do sistema operando no modo ilhado ou da queda da rede de energia, pode ser realizada através de um sistema de *crowbar* ou de um elemento de armazenamento próprio para esta situação. Convém ressaltar que o fluxograma de operação não foi implementado na prática e novos modos de operação podem ser acrescentados caso necessário.

### **C.3 Níveis de tensão e potência**

Esta seção tem por objetivo determinar os níveis de tensão dos barramentos e os níveis de potência dos elementos da microrrede.

A tensão do barramento CA foi definida como sendo igual a 220 V, uma vez que a este barramento estão conectadas as cargas residenciais e estas são, na sua grande maioria, alimentadas com este nível de tensão.

A tensão do barramento CC deve ser superior ao valor de pico da tensão do barramento CA (igual a 311 V), de maneira a permitir que o inversor de tensão possa produzir a forma de onda senoidal desejada. Para garantir uma margem de segurança em situações adversas, a tensão do barramento CC foi definida como sendo igual a 400 V. Além deste critério técnico, uma pesquisa para averiguar o valor mais utilizado em aplicações similares foi realizada. De acordo com as referências [18], [21], [23], [29], [30], [85] e [88], observou-se que a tensão do barramento CC é, na maioria das vezes, escolhida próxima de 400 V.



Para a definição da potência das cargas da residência, realizou-se uma pesquisa a fim de encontrar a potência média instalada ou demandada por uma casa típica. Considerando informações obtidas de concessionárias de energia elétrica e em projetos de instalações elétricas, como pode ser observado em [94] e [95], adotou-se uma potência instalada de 12 kW na residência sob análise, uma vez que este valor é coerente para uma moradia de classe média brasileira. A descrição da potência instalada na residência é mostrada na Tabela C-1.

**Tabela C-1 - Potência instalada na residência.**

Equipamento	Pot. unitária (W)	Unidades	Pot. total (W)
Alarme residencial	15	1	15
Chuveiro elétrico	6000	1	6000
Computador	350	1	350
Condicionador de ar	1600	1	1600
Ferro elétrico	750	1	750
Geladeira	200	1	200
Lâmpada (iluminação)	30	10	300
Lavadora de roupa	300	1	300
Liquidificador	400	1	400
Micro-ondas	1300	1	1300
Portão eletrônico	185	1	185
Televisor	200	2	400
Ventilador	100	2	200

A potência do gerador foi definida igual 1,4 kW, pois com esta potência é possível alimentar grande parte dos equipamentos da residência, excluindo os de maior consumo, como chuveiro elétrico, condicionador de ar, micro-ondas e ferro elétrico, considerando também que nem todos são acionados ao mesmo tempo em eventos de falha de energia.

Uma vez que o banco de supercapacitores deve atuar em transientes da microrrede, principalmente durante o tempo de resposta do gerador à biocombustível, sua potência também deve ser igual a 1,4 kW.

A potência do banco de baterias foi definida igual a 500 W, pois é suficiente para alimentar os equipamentos essenciais da residência, como iluminação, alarme residencial, geladeira e portão eletrônico, considerando também que nem todos são acionados ao mesmo tempo em eventos de falha de energia. Um tempo de autonomia de 6 horas é adotado.

Para a determinação da potência do PHEV, realizou-se uma pesquisa de veículos disponíveis comercialmente, de maneira a determinar um valor condizente com a oferta destes veículos no mercado. A Tabela C-2, obtida de [96], mostra as características de três veículos, incluindo autonomia da bateria, energia da bateria e condições de carga (potência e tempo).

**Tabela C-2 - Modelos de veículos elétricos híbridos *plug-in* e suas características.**

Tipo	Autonomia da bateria (km)	Energia da bateria (kWh)	km/kWh	Tempo para carga completa (horas)			
				Monofásico		Trifásico	
				120V/15A 1,4 kW	120V/30A 3,3 kW	120V/15A 6,6 kW	120V/15A 16 kW
<i>Sedan</i>	64	16	8	8	3	-	-
<i>Compacto</i>	240	35	6,4-8	22	8	4	-
<i>Roadster</i>	352	53	8-11,2	33	12	6	3

Outro exemplo de PHEV é o Toyota Prius *Plug-in* [97], cujas especificações podem ser vistas na Tabela C-3 [98]. Baseado na terceira geração do veículo Prius, líder de venda da categoria elétrico híbrido [99], o novo Prius *Plug-in* encontra-se equipado com baterias de íons de lítio, as quais são superiores em densidade de energia, densidade de potência e ciclo de vida comparadas às baterias de hidretos metálicos de níquel usadas no Prius. A autonomia de 23,4 km, de acordo com pesquisas do fabricante Toyota, cobre mais de 80 % dos deslocamentos realizados no dia a dia de um motorista regular na Europa [100].

Através da análise destes dados, optou-se por utilizar o PHEV modelo Toyota Prius *Plug-in* com as características apresentadas. A potência definida para o processo de carga das baterias é de 2,5 kW.

**Tabela C-3 - Especificações do veículo Toyota Prius *Plug-in*.**

Parâmetro	Valor
Eficiência de combustível do modo 100% elétrico	Não há consumo
Eficiência de combustível do modo Híbrido	31 km/l (76 g/km de CO <sub>2</sub> )
Eficiência de combustível do modo Híbrido <i>Plug-in</i>	57 km/l (41 g/km de CO <sub>2</sub> )
Autonomia das baterias em modo 100% elétrico	23,4 km
Eficiência elétrica	6,57 km/kWh
Consumo de energia da carga das baterias	3,56 kWh
Potência máxima do motor a combustão	73 kW (99 cv)
Potência máxima do motor elétrico	60 kW (82 cv)
Potência máxima combinada	100 kW (136 cv)
Bateria	Íons de lítio
Capacidade	5,2 kWh
Tensão	345,6 V
Tempo de carga	180 minutos (CA 100 V) 100 minutos (CA 200 V)

A energia gerada pelos painéis fotovoltaicos foi definida como sendo igual à energia necessária para carregar o veículo duas vezes por dia, ou seja, igual a 7,12 kWh (duas vezes 3,56 kWh, vide Tabela C-3). Este valor foi escolhido com o intuito de considerar que toda a energia consumida pelo veículo seja gerada de maneira renovável e com baixo impacto

ambiental pelos painéis fotovoltaicos. Essa transferência de energia pode ser feita de maneira direta ou através da rede de energia. Esta última possibilidade é interessante, uma vez que o veículo é geralmente abastecido no período da noite e os painéis produzem energia durante o dia. Desta maneira, durante o dia a energia é enviada para a rede elétrica e, quando requisitada pelo veículo, a energia é absorvida da rede, de maneira que o fluxo líquido de energia seja aproximadamente igual a zero.

Considerando os dados de radiação solar da cidade de Santa Maria – RS igual a 3,86 kW/m<sup>2</sup>, a potência calculada dos painéis fotovoltaicos é igual a 2,34 kWp, sendo necessários 18 painéis de 130 Wp.

Após ter sido definida a potência total das cargas da microrrede igual a 14,5 kW (12 kW de cargas residenciais e 2,5 kW de carga do PHEV), definem-se as especificações de ligação do sistema à rede de energia, as quais são determinadas pelas distribuidoras de energia. De acordo com o regulamento de instalações consumidoras, fornecimento em tensão secundária (RIC BT) [101], da AES Sul Distribuidora Gaúcha de Energia S/A, observa-se que o sistema para a microrrede adotada deve ter configuração do tipo monofásica (A2), uma vez que o nível de tensão é igual a 380/220 V e a carga instalada é inferior à 15 kW.

## **C.4 Definição dos conversores**

Nesta seção são determinadas as topologias dos conversores estáticos empregados na microrrede.

### **C.4.1 Conversor de conexão entre os barramentos CC e CA**

Segundo Solomonsson [102], o conversor que realiza a conexão entre a rede e o barramento CC deve conter isolamento galvânica, e ser apto a lidar com distúrbios da rede, como quedas de tensão e tensões assimétricas. Nesta referência, cinco possíveis topologias são mostradas, cada uma com as suas respectivas características (vantagens e desvantagens) com relação à isolamento, fluxo de energia bidirecional, tensões máximas e mínimas de saída no barramento CC e número de dispositivos ativos. A escolha no artigo foi pela topologia de um inversor trifásico de tensão em série com um conversor *buck*. Como esta topologia não é isolada, a isolamento galvânica é feita através de um transformador colocado na entrada do inversor trifásico.

De acordo com a revisão bibliográfica realizada, constatou-se que a topologia mais utilizada é o inversor/retificador trifásico bidirecional, como pode ser visto em [85] e [88]. Como nesta Tese foi adotado um sistema monofásico pelos motivos já explicados, foi escolhido o inversor/retificador monofásico com isolamento galvânica como conversor bidirecional, o qual é formado por apenas 2 braços ao invés de 3 do seu equivalente trifásico.

#### C.4.2 Conversores conectados ao barramento CC

As topologias conectadas ao barramento CC foram definidas baseando-se no princípio da simplicidade. Um retificador monofásico unidirecional em série com um conversor *boost* é definido para ser utilizado entre o gerador CA e o barramento CC. Um conversor *boost* é definido para fazer a conexão dos painéis fotovoltaicos ao barramento CC, devido a sua característica de elevação de tensão necessária nesta situação.

O conversor utilizado entre o elemento de armazenamento de energia do PHEV e o barramento CC apresenta grande variação topológica, de acordo com revisão realizada. Alguns trabalhos, como [21], [26], [103] e [104] realizam uma comparação entre diversas topologias. Em [21], [26] e [104] a comparação é feita em PHEVs, enquanto que em [103] a comparação é feita em um HEV. Em [26] são comparadas duas topologias CC-CC não isoladas e uma isolada, enquanto que nos demais são comparadas topologias não isoladas.

Em [21], foram comparados os conversores *half-bridge*, *Cuk*, *SEPIC/Luo*, *cascaded half-bridge* e *interleaved half-bridge*, e obteve-se como mais indicado o conversor *half-bridge* devido a perdas reduzidas e, conseqüentemente, maior rendimento.

Em [103] e [104] foram comparados os conversores *half-bridge*, *Cuk* e *SEPIC/Luo*, chegando-se à conclusão de que as principais vantagens do conversor *half-bridge* com relação aos demais são que ele requer somente um indutor, ao invés de dois, o tamanho do indutor é apenas a metade, necessita de componentes capazes de suportar níveis menores de corrente e tensão, e possui maior eficiência. A sua principal desvantagem é a descontinuidade da corrente de saída quando opera como conversor *boost*.

Portanto, devido às comparações realizadas nos artigos comentados, foi escolhido o conversor *half-bridge* bidirecional como conversor utilizado entre o elemento de armazenamento de energia do PHEV e o barramento CC.

Nos capítulos 3, 4 e 5, uma análise detalhada do conversor utilizado para conexão do sistema de armazenamento de energia (baterias e supercapacitores) com o barramento CC da microrrede é apresentada.

## C.5 Projeto dos elementos de armazenamento de energia

Esta seção apresenta o projeto do sistema de armazenamento de energia tanto para regime transitório (banco de supercapacitores) como para regime permanente (banco de baterias). O sistema de armazenamento de energia da microrrede deve atuar em duas situações: em regime transitório quando da entrada em operação do gerador à biocombustível para suprir energia devido a sua dinâmica lenta para início da geração de eletricidade, e em regime permanente, quando o sistema de armazenamento deve suprir as cargas ou parte delas, devido à falta de energia das demais fontes da microrrede.

### C.5.1 Projeto do sistema de armazenamento para o regime transitório

O objetivo desta subseção é projetar um sistema de suporte de armazenamento de energia, o qual irá compensar as limitações dinâmicas do gerador à biocombustível, de maneira a assegurar fornecimento de energia à carga, no modo de operação ilhado da microrrede. Este sistema de suporte deve existir, uma vez que o gerador apresenta um determinado tempo para fornecimento da potência nominal, a partir do seu acionamento, como mostrado a seguir.

O projeto é feito levando-se em consideração a condição de operação crítica, ou seja, quando a microrrede opera no modo ilhado e com máxima variação de potência (1,4 kW). Inicialmente, é considerado um tempo de resposta para atualização do estado de operação da microrrede pelo sistema de gerenciamento central e tempo de certificação da queda de tensão da rede para acionamento do gerador, totalizando 5 s, no qual o sistema de armazenamento deve suprir toda a demanda. Em adição, também é considerado um tempo de resposta que o gerador leva para se adaptar à nova referência, no qual o sistema de armazenamento deve suprir parte da demanda, decrescente com a passagem do tempo, durante 30 s. Este desvio deve ser tratado pelo sistema de suporte e é estabelecido de acordo com [105]-[108], onde exemplos de tempos de acionamento de geradores são apresentados.

A máxima energia a ser injetada pelo sistema de suporte corresponde à área sob o gráfico de potência mostrado na Figura C.2.

A energia necessária considerando o rendimento dos conversores igual a 90 % é, portanto, igual a

$$E = \left( \frac{1400 \cdot 5}{3600} + \frac{1400 \cdot 30}{3600 \cdot 2} \right) \cdot \frac{1}{0,9} = 8,64 \text{ Wh} \quad (\text{C.1})$$

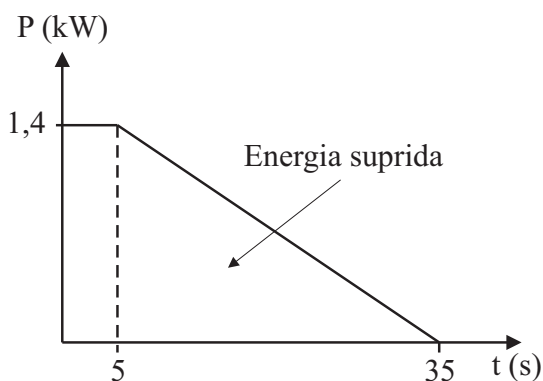


Figura C.2 – Energia necessária considerando o transitório crítico.

Baseado na análise de [108], o supercapacitor BCAP3000 (que possui capacitância igual a 3000 F e tensão máxima igual a 2,7 V) do fabricante Maxwell apresenta relação entre os parâmetros peso, tamanho e perdas mais vantajosa que os demais modelos. Portanto, este modelo foi escolhido para realizar o projeto deste banco.

Outra informação importante para o projeto do banco de supercapacitores, a qual já foi discutida no capítulo 1, é que os supercapacitores apresentam grande variação de tensão, e podem ser descarregados desde sua tensão nominal até 0 V [109]. Entretanto, na maioria das aplicações adota-se a tensão mínima como sendo igual à metade da tensão máxima ou nominal [110]-[114]. Considerando a descarga de tensão igual a 50 %, é utilizado 75 % da energia disponível nos supercapacitores, uma vez que a relação da tensão é quadrática com relação à energia [110]-[111]. Porém, esta relação pode ser alterada de acordo com as necessidades do projeto e características dos conversores utilizados para conexão dos supercapacitores à microrrede.

O projeto do banco de supercapacitores é baseado no requisito mais restritivo entre a energia necessária e o nível de tensão do banco de supercapacitores.

Do ponto de vista energético, a quantidade de capacitores necessários é dada pela relação entre a energia necessária pelo sistema e a energia utilizada de cada supercapacitor, de acordo com [108], [112] e [115], sendo calculada através de

$$N_e = \frac{\int_0^{T_{SC}} P(t) dt}{\frac{1}{2} \cdot C_c \cdot V_{max}^2 \cdot \left(1 - \left(\frac{d_r}{100}\right)^2\right)}, \quad (C.2)$$

onde:

$N_e$  é o número de supercapacitores considerando o requisito de energia;

$P(t)$  é a potência instantânea;

$T_{SC}$  é o tempo de atuação do banco de supercapacitores;

$C_c$  é a capacidade de cada unidade de supercapacitor;

$V_{max}$  é a máxima tensão de cada unidade de supercapacitor;

$d_r$  é a taxa de descarga de tensão.

Uma vez que a aplicação considerada necessita de energia igual a 8,64 Wh e considerando os valores de capacitância do modelo escolhido e taxa de descarga de tensão igual a 50 %, o número de supercapacitores a serem utilizados é calculado aplicando (C.2), resultando em

$$N_e = \frac{8,64 \cdot 3600}{0,5 \cdot 3000 \cdot 2,7^2 \cdot (1 - 0,5^2)} = 3,79 \cong 4. \quad (C.3)$$

Com relação ao requisito de tensão, o número de supercapacitores a serem conectados em série é calculado levando-se em consideração a mínima tensão do banco de supercapacitores desejada. Com o intuito de manter a tensão nominal dos supercapacitores igual ao banco de baterias (definida igual a 48 V) e considerando uma taxa de descarga de tensão de 50 %, a tensão mínima deve ser igual a 24 V.

Assim, o número de supercapacitores necessários considerando o requisito de tensão mínima ( $N_v$ ) é calculado de acordo com [108], através de

$$N_v = \frac{V_{sto\_min}}{V_{max} \cdot \frac{d_r}{100}}, \quad (C.4)$$

resultando em

$$N_v = \frac{24}{2,7 \cdot \frac{50}{100}} = 17,78 \cong 18. \quad (C.5)$$

O número total de supercapacitores ( $N_{SC}$ ) é definido por

$$\begin{aligned} N_{SC} &= N_e \text{ se } N_e > N_v \\ N_{SC} &= N_v \text{ se } N_v > N_e \end{aligned} \quad (C.6)$$

Portanto, o banco de supercapacitores necessário para o regime transitório deve conter 18 supercapacitores do modelo BCAP3000 conectados em série.

### C.5.2 Projeto do sistema de armazenamento para o regime permanente

O objetivo desta subseção é projetar um sistema de suporte de armazenamento de energia, o qual irá fornecer energia à carga quando as demais fontes não forem capazes. A

potência necessária para regime permanente foi previamente definida como sendo igual a 500 W. O tempo de autonomia foi definido igual a 6 horas.

O projeto do banco de baterias é feito levando-se em consideração a corrente ( $I_{bat}$ ) a ser fornecida e o tempo de autonomia ( $t_{bat}$ ). A corrente pode ser calculada através da potência média ( $P_{bat}$ ) necessária durante o tempo de autonomia e a tensão do banco de baterias ( $V_{sto}$ ). Como foi considerada uma tensão do banco de baterias igual a 48 V, a corrente a ser fornecida neste caso é calculada por

$$I_{bat} = \frac{P_{bat}}{V_{sto}}, \quad (C.7)$$

resultando em

$$I_{bat} = \frac{500}{48} = 10,42 \text{ A}. \quad (C.8)$$

Considerando o catálogo de baterias do fabricante Saturnia, foram escolhidas 4 baterias de capacidade igual a 70 Ah, as quais serão conectadas em série totalizando 48 V.

### C.5.3 Análise do sistema de armazenamento

O uso de baterias para o regime transitório de fornecimento de energia não é sugerido por vários motivos, tais como degradação da resposta dinâmica do sistema e abreviação da vida útil dos elementos, causados em parte devido à estrutura interna (resistência interna) de supercapacitores e baterias, entre outros.

Tanto os supercapacitores quanto as baterias podem ser modelados por uma fonte de tensão ideal em série com uma resistência interna, conhecida por ESR (*equivalent series resistance*). Esta estrutura é mostrada na Figura C.3, onde  $V_{bat}$  é a fonte de tensão ideal da bateria,  $V_{sup}$  é a fonte de tensão ideal do supercapacitor,  $ESR_{bat}$  é a resistência interna da bateria e  $ESR_{sup}$  é a resistência interna do supercapacitor.

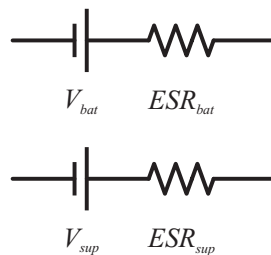


Figura C.3 – Estrutura (modelo) de baterias e supercapacitores.



Uma diferença significativa na estrutura destes elementos de armazenamento é que as baterias possuem ESR superior à dos supercapacitores [116]. Nesta referência, são mostrados resultados de simulação e experimentais, os quais sugerem que os supercapacitores são mais recomendados como dispositivos auxiliares, pois o sistema apresenta resposta dinâmica mais rápida a demandas repentinas de cargas, devido a sua ESR muito menor.

Com o intuito de analisar a resposta dinâmica de baterias e supercapacitores no sistema de microrrede estudado, simulações do sistema para cada situação foram realizadas utilizando o conversor bidirecional, devido a sua simplicidade.

A partir dos resultados obtidos, pode-se concluir que é vantajosa a utilização de um banco de supercapacitores para regime transitório, ao invés de fazer com que o banco de baterias seja responsável tanto para os regimes permanente e transitório. Com esta configuração, diversas vantagens são obtidas, como melhores respostas dinâmicas da corrente e tensão, menores níveis de corrente de pico e de regime permanente, menores perdas na resistência interna do elemento de armazenamento de energia, e maior valor mínimo atingido pela tensão do barramento CC, de maneira a não afetar o desempenho do inversor de tensão da microrrede. Outra grande vantagem, senão a mais importante delas, diz respeito ao prolongamento da vida útil das baterias, as quais possuem custo elevado por serem de capacidade elevada (70 Ah), uma vez que não estarão sujeitas a altos níveis de corrente durante curtos períodos de tempo, fator que degrada sua vida útil.

#### **C.5.4 Tempo de carga dos elementos de armazenamento**

Sabendo que o tempo de carga de uma bateria com nível de corrente igual a 10 % do valor de sua capacidade é de aproximadamente 6 a 8 horas, ao carregar uma bateria de 70 Ah com corrente em torno de 2 A (100 W de potência e 54 V de tensão) o tempo de carga necessário é próximo de 24 horas.

O tempo de carga dos supercapacitores é definido pela equação da energia armazenada em capacitores. Além disso, sabendo que a energia corresponde ao produto da potência pelo tempo, o tempo de carga é calculado através de

$$t_{ch} = \frac{C_{SC} V_{charg}^2}{2P_{ch}}. \quad (C.9)$$

Substituindo a capacitância do banco de supercapacitores ( $C_{SC}$ ) por 167 F (18 capacitores de 3000 F em série), a tensão de carga por 54 V e a potência de carga por 100 W, obtém-se um tempo de carga de aproximadamente 40 minutos.

## C.6 Conclusão

Este apêndice apresentou detalhes do sistema de microrrede estudado nesta Tese. Com relação aos modos de operação, a microrrede pode operar no modo conectado à rede ou no modo ilhado. A definição dos modos de operação é realizada através das variáveis do sistema, de acordo com o fluxograma supervisor de funcionamento proposto, baseado em considerações iniciais. O fluxograma proposto busca a maximização de energia gerada pelos painéis fotovoltaicos e alimentação das cargas conectadas à microrrede, dando preferência à energia gerada por estes painéis. Caso necessário, são acionadas outras fontes de GD e elementos de armazenamento de energia em determinada sequência pré-definida.

A potência instalada das cargas na microrrede residencial é de 12 kW. Ao barramento CC principal de 400 V são conectadas as fontes de GD (painéis solares de 2,34 kWp e o gerador à biocombustível de 1,4 kW), baterias de 500 W e supercapacitores de 1,4 kW, além de cargas CC. Ao barramento CA de 220 V são conectadas as cargas CA residenciais. O PHEV Prius *Plug-in* adotado pode ser carregado neste barramento e também pode ser usado como elemento de armazenamento de energia no barramento CC. Um inversor/retificador monofásico é utilizado para conectar os barramentos CC e CA. Conversores bidirecionais e unidirecionais são utilizados na estrutura.

Com relação ao sistema de armazenamento de energia, o banco de supercapacitores para o regime transitório contém 18 supercapacitores do modelo BCAP3000 conectados em série, enquanto que o banco de baterias para o regime permanente contém 4 baterias de capacidade igual a 70 Ah conectadas em série. O tempo de carga considerando uma potência de carga de 100 W é próximo de 40 minutos para o banco de supercapacitores e próximo de 24 horas para o banco de baterias.

# Apêndice D

## Métodos de controle do sistema supervisório

### D.1 Introdução

Muitas questões devem ser levadas em consideração em aplicações nas quais há operação de conversores conectados em paralelo. Isto é importante para o sistema de microrrede estudado pois, segundo a lógica do sistema supervisório, em determinados momentos alguns conversores operam ao mesmo tempo. Diversos trabalhos e artigos são dedicados a sistemas envolvendo o paralelismo de conversores. A maioria deles apresenta foco na questão da regulação de tensão e divisão (compartilhamento) de potência. Conversores conectados em paralelo devem ter um mecanismo de divisão de carga para garantir operação adequada. Geralmente, esses mecanismos podem ser classificados em duas categorias [117]: uma delas é o método *droop* e a outra é o método ativo de compartilhamento de carga, sendo deste último o método mestre-escravo o mais comumente utilizado. Ambos os conceitos apresentam méritos e limitações de desempenho e implementação.

Dentre as questões a serem consideradas a respeito do paralelismo de fontes, seis são muito importantes [118]. A primeira diz respeito à estabilidade. Conversores em paralelo podem apresentar instabilidade sem projeto adequado. Controle adicional pode ser necessário no paralelismo de conversores trifásicos devido a interações de sequência zero, por exemplo. A segunda questão é a divisão de carga, a qual é necessária no compartilhamento de fontes. É indesejável que um módulo apresente maiores níveis de corrente que o outro, caso os módulos apresentem as mesmas características. A modularidade é outra questão importante. Com um projeto modular, a construção e a manutenção se tornam fáceis de atingir, proporcionando redução de custo. A quarta questão diz respeito ao controle autônomo, através do qual a modularidade, confiabilidade e redundância do sistema são melhorados. Em sistemas de potência CC, a tensão do barramento CC deve ser precisamente regulada, necessária para sofisticadas cargas eletrônicas atuais. Portanto, esta é outra questão importante no paralelismo de fontes, pois os conversores geralmente são responsáveis pela regulação do barramento CC. A última questão é a impedância de saída da fonte, a qual possui impacto na interação entre

fonte e carga. Para minimizar esta interação, a impedância de saída deve ser levada em consideração no projeto de conversores operando em paralelo.

Na sequência são abordados os métodos *droop* e mestre-escravo para a conexão de conversores em paralelo, salientando suas vantagens e limitações, sendo feita também a escolha do método adotado para o sistema supervisor da microrrede estudada nesta Tese. Ao final, simulações de alguns modos de operação da microrrede são apresentadas.

## D.2 Método *droop*

Geralmente, as técnicas de compartilhamento de corrente relacionadas ao método *droop* são baseadas na inclinação da característica de regulação de carga das fontes conectadas em paralelo. Para demonstrar a abordagem do método *droop*, a Figura D.1 ilustra a conexão paralela de duas fontes de potência, as quais possuem características de regulação levemente distintas, devido a diferenças nos seus *set points* (pontos de configuração) de tensão de saída. Deve-se observar que as inclinações das curvas na Figura D.1 são iguais, pois a carga é a mesma e ela define a inclinação.

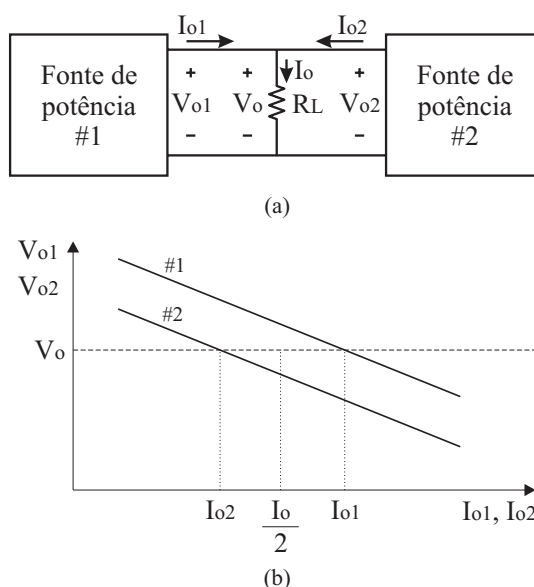


Figura D.1 – Método *droop*. (a) Conexão de 2 fontes em paralelo. (b) Característica de regulação de carga.

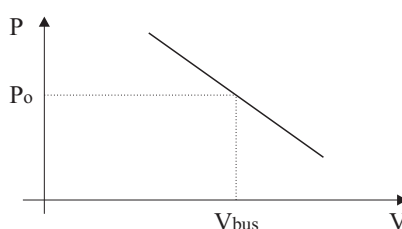
Como pode ser visto na Figura D.1 a fonte #1, a qual apresenta maior *set point* de tensão de saída, carrega mais corrente de carga do que a fonte #2. Geralmente, a precisão da divisão de corrente, ou seja, a diferença entre a corrente de saída de módulos individuais, é determinada pela diferença entre o *set point* da tensão de saída dos módulos individuais, e pela inclinação de suas características de regulação de carga.

O artigo [119] apresenta a análise de uma técnica *droop* de divisão de potência. Através desta análise, pode-se concluir que para duas retas de regulação com mesma inclinação, a precisão da divisão de corrente melhora à medida que a diferença de *set point* da tensão de saída diminui. Quando as características de regulação de carga combinam perfeitamente, os módulos compartilham a corrente de carga igualmente. Além disso, pode-se concluir também que características de regulação de carga mais acentuadas (inclinação mais próxima a 90 graus) resultam em melhor divisão de corrente, para retas de regulação com *set points* diferentes. Para fontes de potência com características ideais de regulação de carga (inclinação igual a zero graus), a fonte de potência com o maior *set point* de tensão de saída assume toda a corrente de carga.

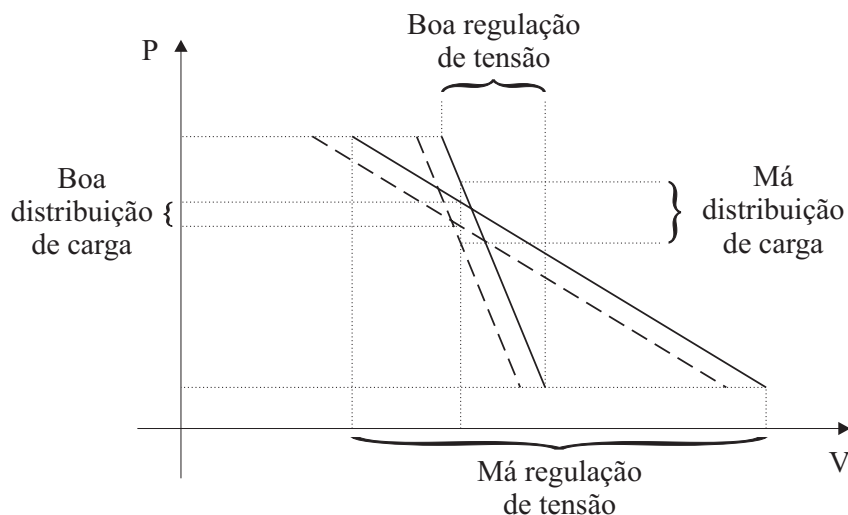
De maneira a atingir controle autônomo e projeto modular, compromissos entre compartilhamento de carga e regulação de tensão devem ser levados em consideração. Se dois módulos em paralelo controlam a tensão CC precisamente, então as malhas de tensão de ambos os conversores apresentam ganho CC infinito [118]. A divisão de potência é feita de acordo com a distribuição de carga devido ao efeito de impedância dos cabos do barramento. Uma solução é liberar a precisão na regulação de tensão e usar uma característica *droop*. Assim, as malhas de tensão de ambos os conversores apresentam ganho CC finito.

Então, uma característica *droop* é obtida, como mostrado na Figura D.2. A inclinação da curva *droop* é proporcional ao ganho CC da malha de tensão. Baseado na característica *droop*, a potência pode ser controlada dentro de uma determinada margem através do controle da tensão. Como resultado, ambos os módulos podem ser controlados independentemente, atingindo-se assim o objetivo de projeto modular.

Entretanto, o método *droop* apresenta a limitação de ser difícil conseguir boa regulação de tensão e boa divisão de potência ao mesmo tempo. De acordo com a Figura D.3, uma boa regulação de tensão requer um alto ganho CC. Entretanto, um alto ganho CC pode causar má divisão de potência se os 2 módulos não forem idênticos, como também mostrado na Figura D.3. Curvas com boa regulação de tensão causam grande desbalanço de potência, enquanto que curvas com boa divisão de potência apresentam grande variação de tensão.



**Figura D.2 – Característica *droop*.**



**Figura D.3 – Limitações do método *droop*.**

Para melhorar o desempenho do método *droop*, algumas técnicas foram propostas, como, por exemplo, em [118] e [120].

Uma destas técnicas é o método *droop* com variação de ganho (*gain-scheduling*). Nesta técnica, três parâmetros de um único módulo são analisados. Os parâmetros são: ganhos CC da malha de tensão, tensão de saída e potência de saída. A potência de saída varia desde carga leve até carga máxima.

A tensão de saída é função do ganho CC e da potência de saída. Com um ganho constante, isto é, com um projeto do método *droop* tradicional, a variação da tensão de saída desde carga leve até carga máxima terá um determinado valor. Para reduzir a variação de tensão, o ganho precisa aumentar. Entretanto, de maneira a manter a mesma margem de estabilidade, a posição do polo dominante precisa mover-se para frequências mais baixas, o que causará uma resposta lenta. Portanto, o ganho não pode aumentar muito.

Uma maneira de limitar a variação de tensão é através da mudança dinâmica do ganho. Quando a potência muda, o ganho muda correspondentemente. Assim, a variação de tensão pode ser controlada dentro de uma margem desejada.

Portanto, com a técnica de variação de ganho, um compromisso entre a regulação de tensão, a divisão de carga e o tempo de resposta associado ao ganho da malha de tensão deve ser determinado. O método permite a liberdade de ajuste entre estas três grandezas, entretanto boas divisão de potência, regulação de tensão e velocidade de resposta não são obtidas ao mesmo tempo com esta técnica.

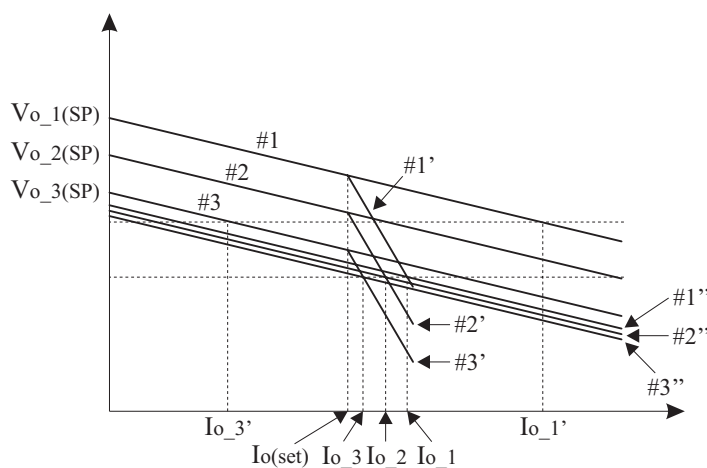
Em [120], um novo método *droop* é proposto para operação de conversores em paralelo, o qual controla de forma adaptável a referência de tensão de cada módulo. Esta

técnica melhora a regulação da tensão de saída e a divisão de corrente do método *droop* convencional.

Neste método, a corrente de pico de saída de cada módulo é armazenada e comparada com o valor da corrente de saída configurado. Se o valor de pico for menor que o valor configurado, então a tensão de saída de cada módulo continua a seguir a mesma reta como no método *droop* convencional. Entretanto, quando o valor de pico for maior que o configurado, a tensão de saída segue uma nova reta com inclinação superior. A diferença entre o valor de pico e o valor configurado é multiplicada por um ganho e provoca a redução da tensão de saída. Este novo ganho é projetado de forma a ser maior que o ganho anterior, de maneira a reduzir o erro de divisão da corrente.

Uma vez que o valor de pico da corrente de saída de cada módulo é armazenado, a tensão de saída segue a nova equação após o valor de pico exceder o valor configurado, mesmo que a corrente de saída de cada módulo diminua para um valor inferior ao valor configurado.

A Figura D.4 mostra o mecanismo operacional do método *droop* proposto em [120]. Observa-se que antes da corrente de saída exceder o valor configurado, a tensão de saída segue as linhas #1, #2 e #3. Quando a corrente de saída excede o valor configurado, a tensão de saída segue as linhas #1', #2' e #3'. Se a corrente de saída diminuir para um valor inferior ao valor configurado novamente, a tensão de saída segue as linhas #1'', #2'' e #3'' ao invés das linhas #1, #2 e #3, pois o ganho é modificado permanentemente. Através deste esquema, a precisão da divisão da corrente de saída aumenta consideravelmente. Porém, os resultados mostram que, embora haja uma visível melhora comparado ao método *droop* tradicional, ainda existem problemas na regulação da tensão de saída e divisão de potência.



**Figura D.4 – Mecanismo operacional.**

### D.2.1 Método *droop* com conversores de potências diferentes

O método *droop* geralmente é empregado para divisão de potência entre conversores menores e iguais, como alternativa ao invés de se utilizar apenas um conversor de maior capacidade, proporcionando maior confiabilidade ao sistema. Entretanto este método também pode ser aplicado a sistemas com módulos de potências diferentes, como mostrado em [121] e [122]. Esta característica é importante para a maioria de sistemas de microrredes, incluindo a microrrede estudada nesta Tese.

Em [121], o método *droop* é utilizado com 2 conversores de potências iguais a 5 kW e 10 kW, respectivamente. A Figura D.5 mostra as características de regulação de carga de cada conversor. A carga é dividida proporcionalmente às suas potências (pontos A e B).

Em [122] é proposto um sistema de microrrede de alta potência (10 MVA) com barramentos CC e CA, gerador eólico, baterias, aquecedores elétricos de água, cargas CC e CA controláveis de capacidades diferentes e um inversor. É utilizado um sistema de controle *droop* que faz com que a tensão do barramento CC seja mantida dentro de uma faixa aceitável e haja uma divisão de potência entre as cargas, de acordo com suas capacidades. Quando a tensão do barramento CC aumenta, a característica *droop* faz com que quanto maior for a capacidade da bateria, maior seja a corrente de carga da mesma. Quando a tensão do barramento CC diminui, a característica *droop* faz com que quanto maior for a capacidade da bateria, maior seja a corrente de descarga da mesma.

Entretanto, apesar de haver a possibilidade de aplicar o método *droop* a sistemas de conversores com potências diferentes, o problema do compromisso entre a divisão de corrente e regulação de tensão ocorre independentemente do nível de potência de cada conversor, quer sejam iguais, quer sejam diferentes.

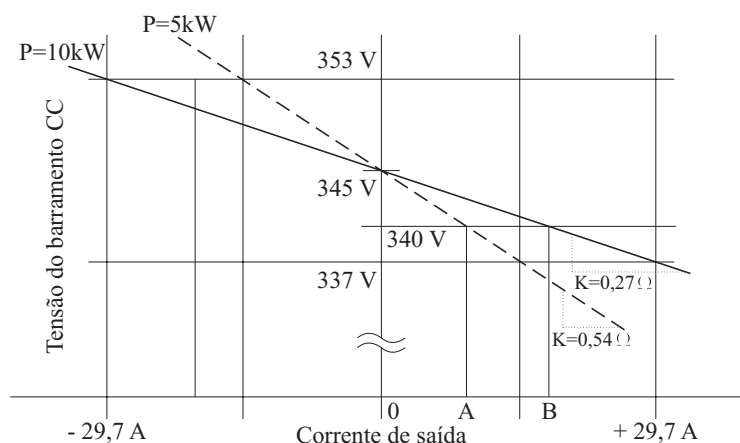


Figura D.5 – Características da tensão do barramento CC para a corrente CC de saída.



### D.3 Método mestre-escravo

No método de controle do tipo mestre-escravo, não há um comportamento igualitário na operação dos módulos conectados em paralelo, existindo uma hierarquia entre estes. Desta maneira, um módulo atua como mestre, enquanto os demais se comportam como escravos. Portanto, neste método de controle, um conversor é projetado como regulador de tensão do sistema, enquanto os outros são designados para realizar a regulação de corrente [118].

O método de controle mestre-escravo possui 3 esquemas de acordo com a abordagem do módulo mestre que são: mestre dedicado, mestre rotativo e mestre automático [117].

No esquema do tipo mestre dedicado, um módulo é definido como mestre e os demais como escravos, sem que haja alteração nesta definição. Este esquema proporciona divisão de corrente e pode atingir regulação da tensão de saída estável. Entretanto, não atinge redundância, uma vez que a falha do módulo mestre desabilita todo o sistema.

No esquema do tipo mestre rotativo, em um momento um módulo é definido como mestre e os demais como escravos, enquanto que em outro momento, um módulo diferente é definido como mestre e os demais como escravos. O esquema de mestre rotativo é um avanço comparado ao mestre dedicado com a ideia de aumento da confiabilidade do sistema. Neste método, todos os módulos possuem capacidade e chance de se tornar mestre através de uma lógica determinada de controle. Enquanto este esquema melhora a confiabilidade do sistema, alguns problemas podem ocorrer em aplicações específicas. Uma possibilidade é a flutuação da tensão de saída, devido à contínua troca do módulo mestre. Outro problema prático é a implementação complicada.

O esquema do tipo mestre automático seleciona automaticamente o módulo com maior corrente de saída para desempenhar a função de mestre, enquanto que os demais desempenham a função de escravos, e ajusta os sinais de controle de acordo com um determinado modo de controle para corrigir a corrente de carga. Exemplos deste tipo de controle podem ser vistos em [123] e [124].

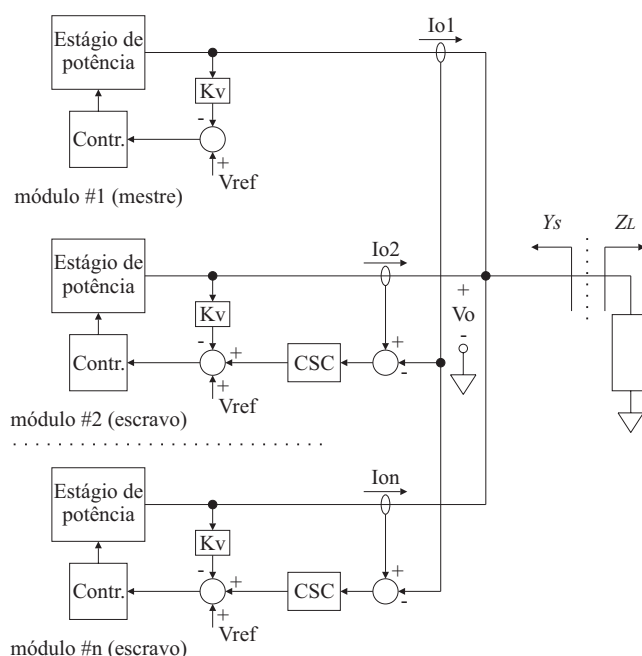
Aplicações do método mestre-escravo em microrredes podem ser vistas em algumas publicações, como por exemplo [125] e [126].

Em [125], a mudança entre os modos de operação conectado à rede e ilhado em uma microrrede é estudada empregando o sistema de controle mestre-escravo sem que a tensão de saída sofra impacto em seu valor, conceito conhecido "*seamless transfer*". A transferência deve ser feita rápida e precisamente para atingir-se fornecimento ininterrupto de energia para cargas locais, de maneira a aumentar a confiabilidade do sistema. Nestes instantes o papel do

módulo mestre é alterado do modo corrente para o modo tensão, ou vice-versa, enquanto que os módulos escravos permanecem sempre no modo de regulação de corrente.

Em [126], uma microrrede operando com sistema de controle mestre-escravo do tipo dedicado é proposta. Duas microrredes são controladas, sendo que em uma delas o sistema de armazenamento composto por baterias é a unidade mestre, enquanto que na outra, o gerador síncrono é a unidade mestre.

A Figura D.6, retirada de [127], mostra a estrutura de um sistema de  $n$  conversores empregando o método mestre-escravo. Observa-se que o módulo mestre realiza a regulação de tensão, enquanto que os demais módulos são encarregados da regulação de corrente.



**Figura D.6 – Diagrama funcional de módulos em paralelo com controle mestre-escravo.**

As principais vantagens do método mestre-escravo são a boa regulação de tensão e a precisão no compartilhamento de carga. Segundo Panov [127], a maior deficiência do método *droop* é a má regulação de carga, fazendo com que esta técnica não seja adequada para aplicações de alto desempenho. O método mestre-escravo pode ser empregado para solucionar as limitações do método *droop*.

Entretanto, há também algumas desvantagens. Em primeiro lugar, a implementação deste esquema necessita de comunicação entre os módulos. Em segundo lugar, existe um ponto de falha geral, uma vez que se o módulo mestre falhar, o sistema inteiro pode ser desativado, comprometendo a confiabilidade do mesmo.

Como o sistema de microrrede estudado necessita de comunicação entre os conversores para tomada de decisão de qual conversor entra ou sai de condução de acordo com as variáveis do sistema, segundo a estratégia supervisória adotada, o método mestre-escravo pode ser aplicado sem acrescentar limitações adicionais.

Além disso, sistemas de controle de compartilhamento de corrente de conversores CC-CC do tipo mestre-escravo através de uma rede de comunicação por radiofrequência já foram propostos como, por exemplo, o sistema empregado em [128]. Assim, a necessidade de comunicação física para distribuir o sinal de controle entre os módulos de conversores é eliminada. A referência de corrente para os módulos escravos é fornecida pelo módulo mestre utilizando transmissão por radiofrequência, garantindo compartilhamento da corrente.

A questão da baixa confiabilidade do sistema mestre-escravo, devido à maior importância que o módulo mestre apresenta, pode ser solucionada através do emprego das técnicas do tipo mestre-escravo rotativo e mestre-escravo automático, nas quais o módulo mestre pode ser alterado caso ocorram problemas de funcionamento no mesmo, fazendo com que o sistema possa operar normalmente com um módulo mestre diferente.

Além disso, levando em conta o sistema de microrrede residencial estudado, a robustez e segurança a falhas não é um problema exclusivo do método mestre-escravo, mas também do método *droop*, uma vez que se um dos conversores de maior potência do sistema falhar, os demais poderão não ser suficientes para suprir toda a demanda de potência das cargas. Porém, falhas no sistema de comunicação causam problemas ao sistema empregando o método mestre-escravo, sendo uma desvantagem desta técnica.

Convém ressaltar que o método mestre-escravo, assim como o método *droop*, também pode ser aplicado a sistemas em que as potências dos conversores são iguais ou distintas [127].

Como vantagem do método mestre-escravo, além da boa regulação de tensão e boa divisão de potência, pode-se citar também liberdade para acionar e desacionar fontes de GD dependendo das condições do sistema (ao contrário do método *droop*, onde todas estariam funcionando com as potências distribuídas entre elas). Esta característica é muito importante à microrrede residencial estudada, uma vez que o sistema supervisório decide qual conversor deve estar em operação dependendo das variáveis do sistema, de acordo com a estratégia adotada. Portanto, o método mestre-escravo é mais adequado para esta aplicação.

Além disso, com a utilização do método mestre-escravo os conversores irão operar fora da máxima potência por menos tempo e em menor quantidade do que no método *droop*, pois neste método todas as fontes estariam funcionando concomitantemente e na maior parte

do tempo com potência inferior à potência máxima. Como os conversores tendem a apresentar maior rendimento próximo à máxima potência, pode-se deduzir que com a utilização do método mestre-escravo obtém-se melhor rendimento para os conversores do sistema.

Devido à comparação entre vantagens e desvantagens dos métodos *droop* e mestre-escravo apresentados, optou-se pela utilização do sistema mestre-escravo do tipo rotativo, uma vez que para a aplicação da microrrede residencial, este proporcionará melhores resultados de regulação de tensão, divisão de carga, rendimento do sistema (através da escolha dos conversores a serem acionados), sem comprometimento da confiabilidade.

#### D.4 Resultados de simulação

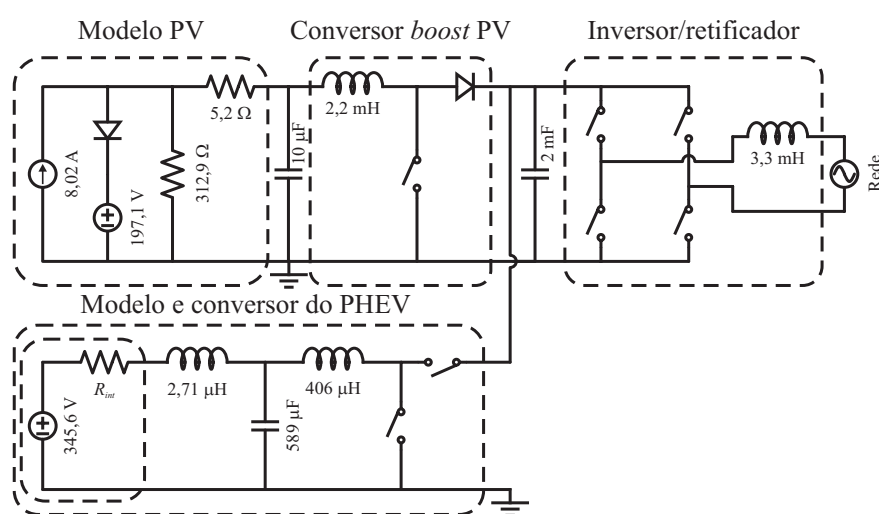
Esta seção apresenta resultados de simulação do funcionamento da microrrede estudada nesta Tese utilizando o *software* Psim<sup>®</sup>. O compartilhamento de carga entre conversores de fontes diferentes não é realizado, porém em todos os casos há um conversor realizando a regulação da tensão do barramento CC e outro operando no modo de regulação de corrente, uma das principais características do sistema de controle mestre-escravo.

As simulações realizadas incluem o conjunto de painéis fotovoltaicos, o inversor entre os barramentos e as cargas do tipo CC e CA. Além disso, as simulações são realizadas nos modos de conexão à rede e ilhado. Nem todos os modos de operação previstos no fluxograma são testados, pois o principal objetivo desta seção é mostrar o funcionamento satisfatório do método supervisorio empregado, sendo para isto suficiente analisar determinadas situações.

A Figura D.7 ilustra o sistema da microrrede projetada, com exceção do gerador à biocombustível e do sistema de armazenamento. O sistema de armazenamento é estudado em detalhes nos capítulos 3, 4 e 5. Portanto, podem ser vistos o modelo dos painéis fotovoltaicos e o seu conversor, o inversor usado entre os barramentos CC e CA, o conversor bidirecional *half-bridge* do veículo PHEV (juntamente com o modelo do banco de baterias), o capacitor do barramento CC e a conexão da rede elétrica ao sistema. A obtenção do modelo dos painéis fotovoltaicos e do banco de baterias, e o projeto dos conversores e controladores não serão apresentados neste apêndice, tendo sido utilizadas as referências [129]-[131].

O modelo dos painéis fotovoltaicos representa um bloco de 9 painéis solares de 130 Wp (modelo SW130, tensão de circuito aberto = 21,9 V, corrente de curto-circuito = 8,02 A, tensão na máxima potência = 17,6 V, corrente na máxima potência = 7,39 A) conectados em série, sendo que no sistema há 2 destes blocos conectados em paralelo. O modelo do banco de baterias do PHEV é composto por uma fonte de tensão e uma resistência série equivalente.

Os sistemas de controle de todos os conversores foram omitidos para melhor visualização da topologia. Controladores do tipo proporcional-integral (PI) são utilizados nas malhas de tensão CC, tensão CA e corrente CA do inversor. Um controlador PI com filtro *notch* sintonizado em 120 Hz, devido à ondulação de tensão presente no barramento CC nesta frequência, é empregado na malha de controle no modo de regulação de tensão do conversor *boost* dos painéis fotovoltaicos. A busca do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos é realizada através do algoritmo do tipo perturbação e observação. Estas escolhas foram feitas com o objetivo de proporcionar simplicidade ao sistema de controle.



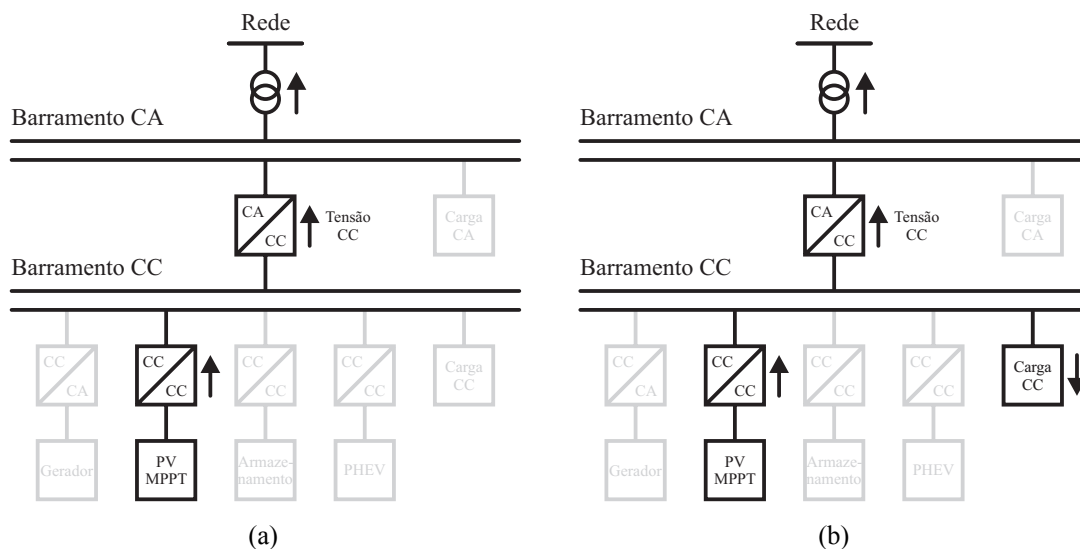
**Figura D.7 – Sistema de microrrede projetada utilizado em simulações.**

Na sequência, três simulações diferentes envolvendo os conversores, fontes e cargas da microrrede são apresentadas. A estrutura da microrrede e os resultados de simulação são apresentados para cada situação.

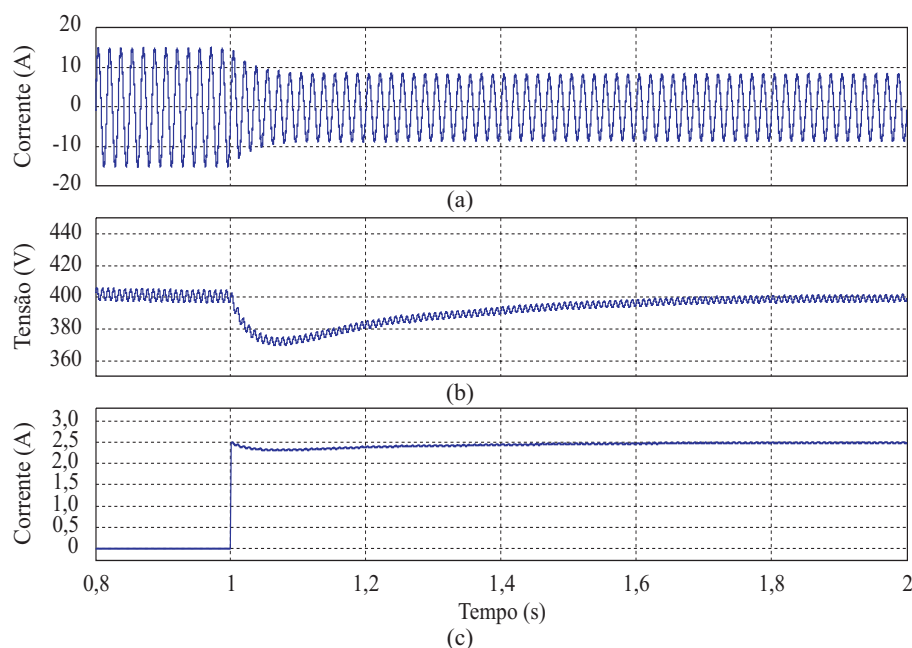
A Figura D.8 mostra a estrutura da microrrede salientando os conversores e elementos em operação na simulação quando ocorre conexão de carga CC na microrrede operando no modo conectado à rede. A Figura D.8(a) mostra a configuração antes do tempo 1 s, enquanto que a Figura D.8(b) mostra a configuração depois do tempo 1 s, quando ocorre a conexão da carga CC.

A Figura D.9 mostra os resultados desta simulação. Inicialmente, os painéis fotovoltaicos operam no modo MPPT e a potência produzida (2340 W) é totalmente fornecida para a rede de energia através do inversor. No instante 1 s, ocorre a conexão de carga CC de potência igual a 1000 W na microrrede. A corrente que circula através do inversor diminui de 10,64 A (2340 W) para 6,09 A (1340 W), uma vez que uma parte da corrente é direcionada para alimentar a carga CC. A corrente na carga CC cresce de 0 A para 2,5 A. A tensão do

barramento CC é regulada em 400 V pelo inversor/retificador. Se uma carga CA é conectada ao sistema ao invés de uma carga CC, a tensão do barramento CC não sofre impacto.

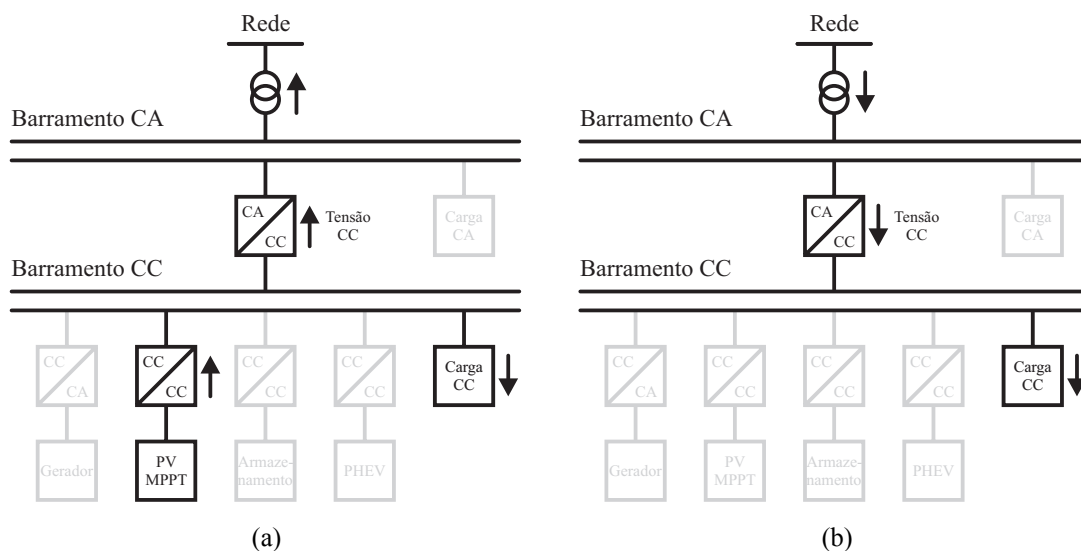


**Figura D.8 – Configuração da microrrede (a) antes e (b) após a conexão de carga CC.**



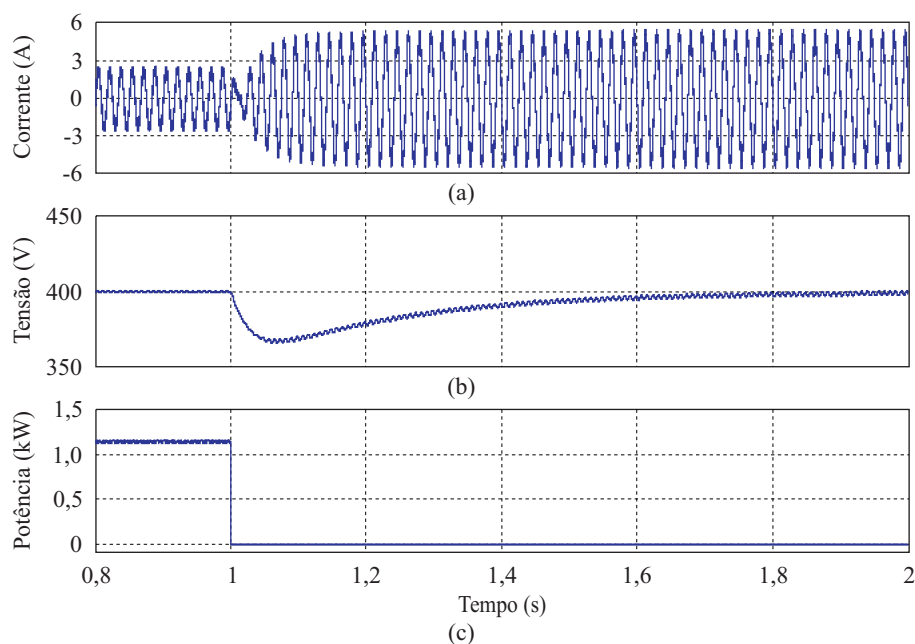
**Figura D.9 – Conexão de carga CC de 1000 W no modo conectado à rede. (a) Corrente no inversor. (b) Tensão no barramento CC. (c) Corrente na carga.**

A Figura D.10 mostra a estrutura da microrrede salientando os conversores e elementos em operação na simulação quando a potência produzida pelos painéis fotovoltaicos diminui instantaneamente (situação de pior caso) para 0 W, provocando a inversão do fluxo de potência para a microrrede. A Figura D.10(a) e a Figura D.10(b) mostram a configuração antes e depois do tempo 1 s, respectivamente, quando ocorre a queda na geração dos painéis.



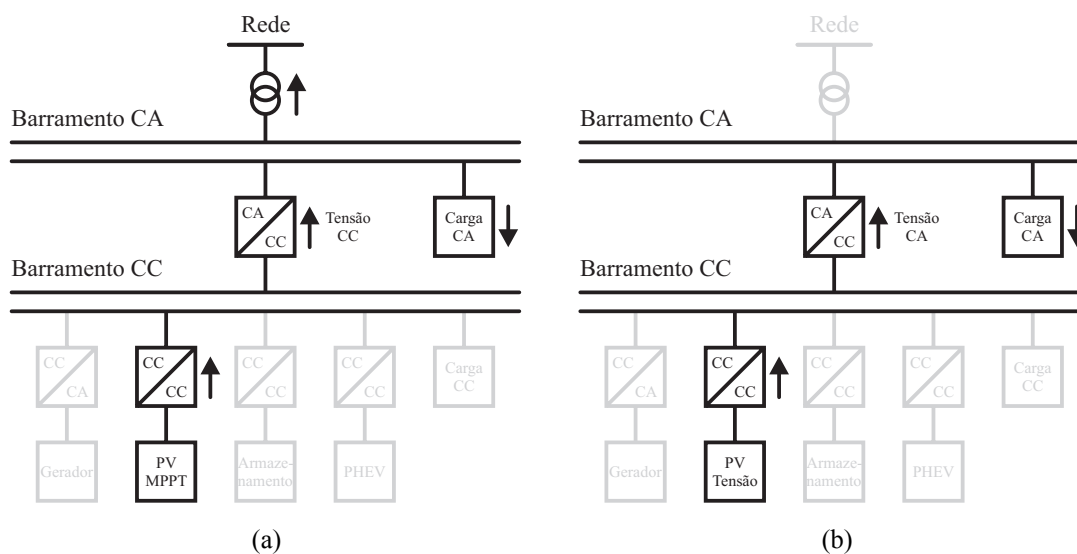
**Figura D.10 – Configuração da microrrede (a) antes e (b) após a queda na geração dos painéis.**

A Figura D.11 mostra os resultados desta simulação. Inicialmente, os painéis fornecem energia para as cargas CC (com potência de 800 W) operando no MPPT com metade da radiação solar máxima, ou seja, produzindo 1170 W, de maneira que a potência excedente igual a 370 W é injetada na rede de energia através do inversor. No instante 1 s, a energia dos painéis diminui para 0 W, e a rede de energia começa a suprir as cargas CC. A corrente que circula através do inversor aumenta de 1,68 A (370 W) para 3,64 A (800 W) e há uma variação de fase de 180 graus, indicando a inversão na direção do fluxo de potência. A tensão do barramento CC é regulada em 400 V pelo inversor/retificador.



**Figura D.11 – Queda abrupta na potência gerada pelos painéis fotovoltaicos. (a) Corrente no inversor. (b) Tensão no barramento CC. (c) Potência nos painéis.**

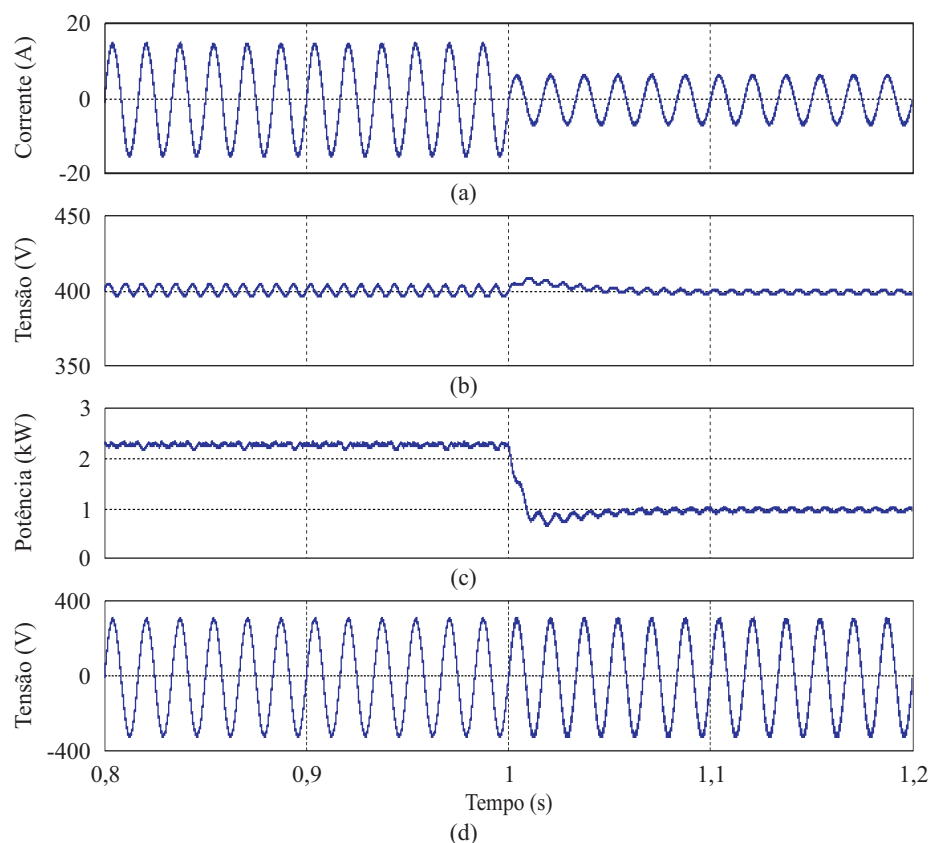
A Figura D.12 mostra a estrutura da microrrede salientando os conversores e elementos em operação na simulação quando a microrrede muda do modo de operação conectado à rede para o modo de operação ilhado, devido a uma falta na rede de fornecimento de energia. A Figura D.12(a) mostra a configuração antes do tempo 1 s, enquanto que a Figura D.12(b) mostra a configuração depois do tempo 1 s, quando ocorre a falha na rede, e consequentemente, a mudança do modo conectado à rede ao modo ilhado.



**Figura D.12 – Configuração da microrrede (a) antes e (b) após a falha na rede.**

A Figura D.13 mostra os resultados desta simulação. Inicialmente, os painéis fotovoltaicos suprem energia para as cargas CA (com potência de 1000 W) operando no modo MPPT com radiação solar máxima, ou seja, produzindo 2340 W, através do inversor, e a potência excedente (igual a 1340 W) é injetada na rede de energia, também através do inversor. No instante 1 s, ocorre uma falha na rede de energia. Portanto, o conversor dos painéis fotovoltaicos muda o modo de operação do MPPT para o modo de regulação de tensão, de maneira a manter a tensão do barramento CC em 400 V e gerar somente a potência requisitada no momento (1000 W pela carga CA). O inversor também altera o seu modo de operação, transferindo a função de regulação da tensão do barramento CC para o controle da tensão do barramento CA. A corrente do inversor diminui de 10,64 A (2340 W) para 4,55 A (1000 W) e não há inversão de fase, indicando que a direção do fluxo de potência não é modificada. A tensão do barramento CC é regulada em 400 V pelo conversor dos painéis fotovoltaicos (modo de regulação de tensão).





**Figura D.13 – Mudança do modo de operação conectado à rede ao modo ilhado. (a) Corrente no inversor. (b) Tensão no barramento CC. (c) Potência nos painéis. (d) Tensão no barramento CA.**

## D.5 Conclusão

Através da análise das características dos métodos de controle *droop* e mestre-escravo, levando em consideração suas vantagens e desvantagens, concluiu-se que o método mais indicado para o sistema de microrrede estudado, dentre as possibilidades analisadas, é o método de gerenciamento do tipo mestre-escravo. Esta escolha foi feita, pois o método mestre-escravo proporciona boa regulação de tensão, precisão no compartilhamento de carga e possibilita acionamento independente dos conversores de potência.

Simulações realizadas com as fontes de energia e os conversores da microrrede residencial estudada comprovam que os objetivos de regulação da tensão do barramento CC, controle da tensão do barramento CA (no modo ilhado) e mudança nos modos de operação dos conversores em várias situações (modos de operação da microrrede) distintas foram atingidos.

# Apêndice E

## Equacionamento do conversor *forward double-ended*

### E.1 Introdução

Este apêndice apresenta o equacionamento do conversor *forward double-ended* sem indutor de saída, o qual apresenta grande importância, pois permite a obtenção de equações que regem o funcionamento do conversor em todas as etapas de operação. As equações resultantes permitem, dentre outros, a determinação dos níveis de corrente e tensão nos elementos do conversor, e da duração das etapas de operação, tendo sido utilizadas no decorrer da Tese na apresentação das etapas de operação, na identificação das formas de onda, na análise do desvio da corrente magnetizante para o circuito grampeador, na geração de gráficos de rendimento, no projeto e na modelagem do conversor.

### E.2 Equacionamento do conversor

Esta seção apresenta o equacionamento do conversor *forward double-ended* com tensão fixa no circuito grampeador. Para analisar o conversor CC-CC proposto em regime permanente em modo de condução descontínua, são feitas algumas considerações:

- Todos os interruptores utilizados no conversor possuem características ideais;
- As tensões de entrada ( $V_{bus}$ ) e saída ( $V_{fb}$ ) são constantes em um período de comutação;
- Cada enrolamento do transformador apresenta uma indutância de dispersão associada;
- A indutância magnetizante do transformador é posta em paralelo ao enrolamento terciário;
- Os circuitos grampeadores são substituídos por uma fonte de tensão contínua fixa ( $V_{cl}$ ).

A Figura E.1 apresenta a topologia do conversor empregando as considerações anteriores. A indutância de dispersão do enrolamento secundário não é representada, pois não tem participação neste modo de operação. Para o correto equacionamento do conversor, as demais indutâncias de dispersão e magnetizante não podem ser ignoradas, pois possuem papel importante no seu funcionamento.

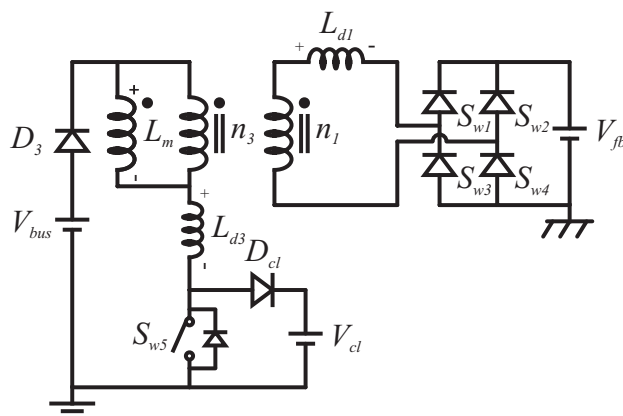


Figura E.1 – Conversor *forward double-ended* com tensão fixa no circuito grameador.

Para o equacionamento de cada etapa de operação do conversor, as três indutâncias são referenciadas para o lado do enrolamento terciário do transformador, resultando em um circuito de duas malhas para as etapas 1, 2 e 3, e um circuito de uma malha para a etapa 4.

O fator  $\omega$  que deve ser multiplicado pelas indutâncias para constituir a reatância indutiva equivalente é desconsiderado para encontrar as correntes das malhas, pois o mesmo é cancelado no momento de se obter as tensões sobre cada uma das indutâncias.

O procedimento seguido para o equacionamento de cada etapa é o seguinte:

- Representação do circuito equivalente;
- Obtenção do sistema de equações das malhas;
- Representação matricial do sistema de equações;
- Obtenção das correntes em cada indutância (ramos do circuito);
- Obtenção das tensões sobre cada indutância;
- Obtenção do tempo de duração e razão cíclica da etapa;
- Obtenção das correntes de entrada, magnetizante e de saída ao final da etapa.

#### Etapa 1:

O circuito equivalente da etapa 1 está mostrado na Figura E.2.

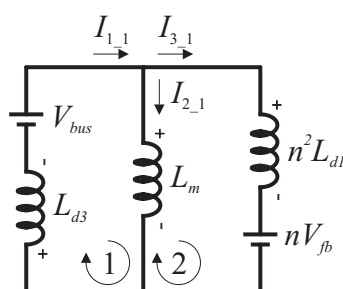


Figura E.2 – Circuito equivalente da etapa 1.

O sistema de equações obtido através da análise de malhas é

$$\begin{cases} L_m I_{2\_1} + L_{d3} I_{1\_1} - V_{bus} = 0 \\ n^2 L_{d1} I_{3\_1} + n V_{fb} - L_m I_{2\_1} = 0 \\ I_{1\_1} = I_{2\_1} + I_{3\_1} \end{cases} \quad (E.1)$$

A representação matricial do sistema de equações resulta em

$$\begin{bmatrix} L_{d3} & L_m & 0 \\ 0 & L_m & -n^2 L_{d1} \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1\_1} \\ I_{2\_1} \\ I_{3\_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{bus} \\ n V_{fb} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (E.2)$$

Através da resolução do sistema de equações são obtidas as equações das correntes em cada indutância, dadas por

$$I_{1\_1} = \frac{1}{L_{d3}} V_{bus} - \frac{1}{L_{d3}} \frac{L_m (n^2 L_{d1} V_{bus} + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (E.3)$$

$$I_{2\_1} = \frac{n^2 L_{d1} V_{bus} + n V_{fb} L_{d3}}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (E.4)$$

$$I_{3\_1} = \frac{1}{n^2 L_{d1}} \frac{L_m (n^2 L_{d1} V_{bus} + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} - \frac{1}{n^2 L_{d1}} n V_{fb}. \quad (E.5)$$

As tensões sobre cada indutância são dadas por

$$v_{L_{m-1}} = L_m I_{2\_1} \rightarrow v_{L_{m-1}} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} V_{bus} + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (E.6)$$

$$v_{L_{d1-1}} = \frac{n^2 L_{d1} I_{3\_1}}{n} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} V_{bus} + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \frac{1}{n} - V_{fb} \rightarrow v_{L_{d1-1}} = \frac{v_{L_{m-1}}}{n} - V_{fb}, \quad (E.7)$$

$$v_{L_{d3-1}} = L_{d3} I_{1\_1} = V_{bus} - \frac{L_m (n^2 L_{d1} V_{bus} + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \rightarrow v_{L_{d3-1}} = V_{bus} - v_{L_{m-1}}. \quad (E.8)$$

O tempo de duração e a razão cíclica desta etapa são, respectivamente, dados por

$$\Delta T_1 = d_1 T_s, \quad (E.9)$$

$$d_1 = \frac{\Delta T_1}{T_s}. \quad (E.10)$$

Por fim, as correntes magnetizante, de entrada e de saída ao final desta etapa são dadas por

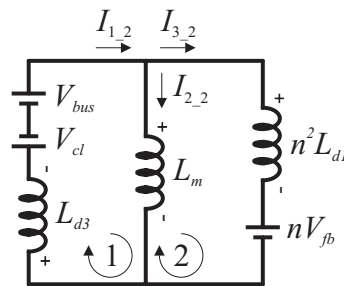
$$I_{L_{m-1}} = \frac{v_{L_{m-1}}}{L_m} d_1 T_s, \quad (E.11)$$

$$I_{bus\_1} = \frac{V_{L_{d3-1}}}{L_{d3}} d_1 T_s, \quad (E.12)$$

$$I_{fb\_1} = \frac{V_{L_{d1-1}}}{L_{d1}} d_1 T_s. \quad (E.13)$$

Etapa 2:

O circuito equivalente da etapa 2 está mostrado na Figura E.3.



**Figura E.3 – Circuito equivalente da etapa 2.**

O sistema de equações obtido através da análise de malhas é

$$\begin{cases} L_m I_{2\_2} + L_{d3} I_{1\_2} + V_{cl} - V_{bus} = 0 \\ n^2 L_{d1} I_{3\_2} + nV_{fb} - L_m I_{2\_2} = 0 \\ I_{1\_2} = I_{2\_2} + I_{3\_2} \end{cases} \quad (E.14)$$

A representação matricial do sistema de equações resulta em

$$\begin{bmatrix} L_{d3} & L_m & 0 \\ 0 & L_m & -n^2 L_{d1} \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1\_2} \\ I_{2\_2} \\ I_{3\_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{bus} - V_{cl} \\ nV_{fb} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (E.15)$$

Através da resolução do sistema de equações são obtidas as equações das correntes em cada indutância, dadas por

$$I_{1\_2} = \frac{1}{L_{d3}} (V_{bus} - V_{cl}) - \frac{1}{L_{d3}} \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) + nV_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (E.16)$$

$$I_{2\_2} = \frac{n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) + nV_{fb} L_{d3}}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (E.17)$$

$$I_{3\_2} = \frac{1}{n^2 L_{d1}} \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) + nV_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} - \frac{1}{n^2 L_{d1}} nV_{fb}. \quad (E.18)$$

As tensões sobre cada indutância são dadas por

$$v_{L_m-2} = L_m I_{2-2} \rightarrow v_{L_m-2} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (\text{E.19})$$

$$v_{L_{d1}-2} = \frac{n^2 L_{d1} I_{3-2}}{n} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \frac{1}{n} - V_{fb} \rightarrow v_{L_{d1}-2} = \frac{v_{L_m-2}}{n} - V_{fb}, \quad (\text{E.20})$$

$$v_{L_{d3}-2} = L_{d3} I_{1-2} = V_{bus} - V_{cl} - \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) + n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \rightarrow v_{L_{d3}-2} = V_{bus} - V_{cl} - v_{L_m-2}. \quad (\text{E.21})$$

O tempo de duração e a razão cíclica desta etapa são, respectivamente, dados por

$$\Delta T_2 = \frac{-I_{fb-1} L_{d1}}{v_{L_{d1}-2}}, \quad (\text{E.22})$$

$$d_2 = \frac{\Delta T_2}{T_s}. \quad (\text{E.23})$$

Por fim, as correntes magnetizante, de entrada e de saída ao final desta etapa são dadas por

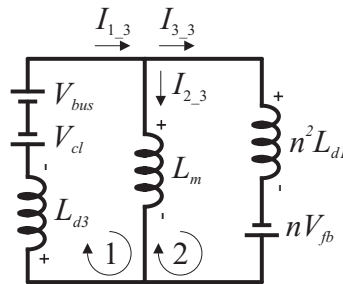
$$I_{L_m-2} = I_{L_m-1} + \frac{v_{L_m-2}}{L_m} d_2 T_s, \quad (\text{E.24})$$

$$I_{bus-2} = I_{bus-1} - \frac{v_{L_{d1}-1}}{n L_{d1}} d_1 T_s + \frac{v_{L_m-2}}{L_m} d_2 T_s, \quad (\text{E.25})$$

$$I_{fb-2} = 0. \quad (\text{E.26})$$

### Etapa 3:

O circuito equivalente da etapa 3 está mostrado na Figura E.4.



**Figura E.4 – Circuito equivalente da etapa 3.**

O sistema de equações obtido através da análise de malhas é

$$\begin{cases} L_m I_{2\_3} + L_{d3} I_{1\_3} + V_{cl} - V_{bus} = 0 \\ n^2 L_{d1} I_{3\_3} - n V_{fb} - L_m I_{2\_3} = 0 \\ I_{1\_3} = I_{2\_3} + I_{3\_3} \end{cases} \quad (\text{E.27})$$

A representação matricial do sistema de equações resulta em

$$\begin{bmatrix} L_{d3} & L_m & 0 \\ 0 & L_m & -n^2 L_{d1} \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1\_3} \\ I_{2\_3} \\ I_{3\_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{bus} - V_{cl} \\ -n V_{fb} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{E.28})$$

Através da resolução do sistema de equações são obtidas as equações das correntes em cada indutância, dadas por

$$I_{1\_3} = \frac{1}{L_{d3}} (V_{bus} - V_{cl}) - \frac{1}{L_{d3}} \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) - n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (\text{E.29})$$

$$I_{2\_3} = \frac{n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) - n V_{fb} L_{d3}}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (\text{E.30})$$

$$I_{3\_3} = \frac{1}{n^2 L_{d1}} \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) - n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} + \frac{1}{n^2 L_{d1}} n V_{fb}. \quad (\text{E.31})$$

As tensões sobre cada indutância são dadas por

$$v_{L_{m-3}} = L_m I_{2\_3} \rightarrow v_{L_{m-3}} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) - n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}}, \quad (\text{E.32})$$

$$v_{L_{d1-3}} = \frac{n^2 L_{d1} I_{3\_3}}{n} = \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) - n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \frac{1}{n} + V_{fb} \rightarrow v_{L_{d1-3}} = \frac{v_{L_{m-3}}}{n} + V_{fb}, \quad (\text{E.33})$$

$$v_{L_{d3-3}} = L_{d3} I_{1\_3} = V_{bus} - V_{cl} - \frac{L_m (n^2 L_{d1} (V_{bus} - V_{cl}) - n V_{fb} L_{d3})}{n^2 L_{d1} (L_m + L_{d3}) + L_m L_{d3}} \rightarrow v_{L_{d3-3}} = V_{bus} - V_{cl} - v_{L_{m-3}}. \quad (\text{E.34})$$

O tempo de duração e a razão cíclica desta etapa são, respectivamente, dados por

$$\Delta T_3 = \frac{-I_{bus-2} L_{d3}}{v_{L_{d3-3}}}, \quad (\text{E.35})$$

$$d_3 = \frac{\Delta T_3}{T_s}. \quad (\text{E.36})$$

Por fim, as correntes magnetizante, de entrada, de saída e no enrolamento primário do transformador ao final desta etapa são dadas por

$$I_{L_{m-3}} = I_{L_{m-2}} + \frac{v_{L_{m-3}}}{L_m} d_3 T_s, \quad (\text{E.37})$$

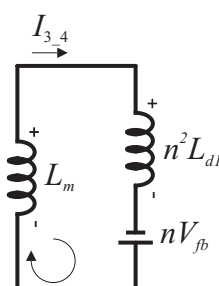
$$I_{bus-3} = 0, \quad (\text{E.38})$$

$$I_{fb-3} = -\frac{v_{L_{d1-3}}}{L_{d1}} d_3 T_s, \quad (\text{E.39})$$

$$I_{L_{d1-3}} = \frac{v_{L_{d1-3}}}{L_{d1}} d_3 T_s. \quad (\text{E.40})$$

#### Etapa 4:

O circuito equivalente da etapa 4 está mostrado na Figura E.5.



**Figura E.5 – Circuito equivalente da etapa 4.**

A equação obtida através da análise de malhas é

$$n^2 L_{d1} I_{3-4} - nV_{fb} + L_m I_{3-4} = 0. \quad (\text{E.41})$$

A representação matricial da equação resulta em

$$\left[ n^2 L_{d1} + L_m \right] \left[ I_{3-4} \right] = \left[ nV_{fb} \right]. \quad (\text{E.42})$$

Resolvendo o sistema matricial é obtida a equação da corrente do circuito, dada por

$$I_{3-4} = \frac{nV_{fb}}{n^2 L_{d1} + L_m}. \quad (\text{E.43})$$

As tensões sobre cada indutância são dadas por

$$v_{L_{m-4}} = -L_m I_{3-4} \rightarrow v_{L_{m-4}} = -\frac{nL_m V_{fb}}{n^2 L_{d1} + L_m}, \quad (\text{E.44})$$

$$v_{L_{d1-4}} = \frac{n^2 L_{d1} I_{3-4}}{n} \rightarrow v_{L_{d1-4}} = \frac{n^2 L_{d1} V_{fb}}{n^2 L_{d1} + L_m}, \quad (\text{E.45})$$

$$v_{L_{d3-4}} = 0. \quad (\text{E.46})$$



O tempo de duração e a razão cíclica desta etapa são, respectivamente, dados por

$$\Delta T_4 = \frac{-I_{fb\_3} L_{d1}}{v_{L_{d1\_4}}}, \quad (\text{E.47})$$

$$d_4 = \frac{\Delta T_4}{T_s}. \quad (\text{E.48})$$

Por fim, as correntes magnetizante, de entrada e de saída ao final desta etapa são dadas por

$$I_{L_{m\_4}} = 0, \quad (\text{E.49})$$

$$I_{bus\_4} = 0, \quad (\text{E.50})$$

$$I_{fb\_4} = 0. \quad (\text{E.51})$$

#### Etapa 5:

Nesta etapa, não há circulação de corrente pelo conversor, portanto o seu circuito equivalente não é apresentado. Consequentemente, as tensões sobre as indutâncias são iguais a zero, como mostrado em

$$v_{L_{m\_5}} = 0, \quad (\text{E.52})$$

$$v_{L_{d1\_5}} = 0, \quad (\text{E.53})$$

$$v_{L_{d3\_5}} = 0. \quad (\text{E.54})$$

O tempo de duração e a razão cíclica desta etapa são, respectivamente, dados por

$$\Delta T_5 = T_s - \Delta T_1 - \Delta T_2 - \Delta T_3 - \Delta T_4, \quad (\text{E.55})$$

$$d_5 = \frac{\Delta T_5}{T_s}. \quad (\text{E.56})$$

Por fim, as correntes magnetizante, de entrada e de saída ao final desta etapa são dadas por

$$I_{L_{m\_5}} = 0, \quad (\text{E.57})$$

$$I_{bus\_5} = 0, \quad (\text{E.58})$$

$$I_{fb\_5} = 0. \quad (\text{E.59})$$