

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

Bernardo Andres

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR MÓDULO  
INTEGRADO PARA CONEXÃO DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA À  
REDE ELÉTRICA**

Santa Maria, RS  
2018



**Bernardo Andres**

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR MÓDULO INTEGRADO  
PARA CONEXÃO DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA À REDE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Concatto Beltrame

Santa Maria, RS  
2018

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

Andres, Bernardo

Projeto e Implementação de um Conversor Módulo Integrado para Conexão de Geração Fotovoltaica à Rede Elétrica / Bernardo Andres.- 2018.  
211p.; 30 cm

Orientador: Rafael Concatto Beltrame

Coorientador: Hélio Leães Hey

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2018.

1. Conversor em Ponte Completa 2. Conversor Módulo Integrado 3. Módulo Fotovoltaico 4. Rastreamento do Ponto de Máxima Potência 5. Rede Elétrica I. Concatto Beltrame, Rafael II. Leães Hey, Hélio III. Título.

---

©2018

Todos os direitos autorais reservados a Bernardo Andres. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Fone: (55) 98141-3242; E-mail: adoandres@gmail.com

**Bernardo Andres**

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR MÓDULO INTEGRADO  
PARA CONEXÃO DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA À REDE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 27 de Fevereiro de 2018:**

---

**Rafael Concatto Beltrame**, Dr. (UFSM)  
(Presidente/Orientador)

---

**Hélio Leães Hey**, Dr. (UFSM)  
(Coorientador)

---

**Mário Lúcio da Silva Martins**, Dr. (UFSM)

---

**Fabrício Hoff Dupont**, Dr. (UNOCHAPECÓ)

Santa Maria, RS  
2018



Dedico este trabalho aos meus pais, Luiz e Sara, a minha irmã Bárbara, e ao meu sobrinho Arumã Mainói.





## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Luiz Andres e Sara Maria Halmenschlager Andres, por todo o apoio e suporte concedido nos momentos mais difíceis e estressantes ao longo desta jornada. Além disso, gostaria também de ressaltar que toda a confiança depositada em mim fez a diferença para que este trabalho pudesse ser concluído. Vocês foram peça fundamental na conclusão desta Dissertação de Mestrado e o mérito também é de vocês.

Ao amigo e orientador, Professor Rafael Concatto Beltrame, pela excelente orientação e comprometimento, prestando auxílio sempre que precisei, sendo peça importantíssima para meu crescimento ao longo deste período.

Aos amigos e professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) que, de alguma maneira, ajudaram no desenvolvimento deste trabalho, seja através da troca de experiências e conhecimento, ou através dos momentos de lazer e descontração. Um agradecimento especial ao amigo e colega Leonardo Cassol Bach, pela grande colaboração no desenvolvimento dos protótipos. Agradeço também ao amigo e colega Ademir Toebe, por ter prestado grande auxílio no desenvolvimento dos protótipos, oferecendo dicas essenciais acerca de aspectos práticos.

A todos os outros amigos de Santa Maria e Cerro Largo, e também aos familiares que estiveram presentes em minha vida e sempre proporcionaram momentos de amizade, descontração e companheirismo.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), em especial ao GEPOC, por terem proporcionado a estrutura física e todos os equipamentos necessários para o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro prestado.



*A felicidade não se resume na ausência  
de problemas, mas sim na sua  
capacidade de lidar com eles.*

*Albert Einstein.*



## RESUMO

### PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR MÓDULO INTEGRADO PARA CONEXÃO DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA À REDE ELÉTRICA

AUTOR: Bernardo Andres

ORIENTADOR: Rafael Concatto Beltrame

Esta Dissertação de Mestrado apresenta a análise, o projeto e a implementação de um conversor módulo integrado isolado, ou, simplesmente, microinversor, para realizar a conexão de geração fotovoltaica à rede elétrica. O sistema é composto por dois estágios: um conversor CC-CC isolado e um conversor CC-CA (inversor). O microinversor empregado utiliza um barramento (*link CC*), desacoplando os dois estágios, permitindo que os conversores possam ser projetados e implementados separadamente. O primeiro estágio é um conversor CC-CC, em ponte completa, modulado por deslocamento de fase, com comutação sob zero de tensão (*ZVS – Zero Voltage Switching*) e o segundo estágio é um conversor CC-CA, também em ponte completa, utilizando a modulação por largura de pulso (*PWM – Pulse-Width Modulation*) unipolar. Basicamente, o primeiro estágio proporciona um elevado ganho de tensão, além do isolamento entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica, de modo que o barramento de entrada do inversor tenha tensão suficiente para que a conexão com a rede seja realizada. Essa conexão é feita através do inversor com filtro  $L$  de saída. Para extrair a máxima potência do módulo fotovoltaico, o rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT – Maximum Power Point Tracking*) é realizado de maneira indireta, controlando o barramento de entrada do inversor. Dessa maneira, o conversor CC-CC opera em malha aberta, de modo que os controladores sejam projetados e implementados apenas no estágio CC-CA. Neste sentido, esta Dissertação de Mestrado contribui desenvolvendo um microinversor utilizando topologias clássicas de conversores, possuindo elevado rendimento, simplicidade de projeto e desenvolvimento, com apenas duas malhas de controle, de modo que a malha de tensão seja capaz de realizar o MPPT, garantindo a extração da máxima potência do módulo fotovoltaico, e a malha de corrente consiga regular o fluxo de potência injetada na rede elétrica, através do controle da corrente. Para que o MPPT seja realizado adequadamente, as ondulações de 120 Hz na tensão e corrente do módulo fotovoltaico, provenientes da potência pulsada da rede elétrica monofásica, devem ter amplitude bastante reduzida. Além disso, para que a corrente injetada na rede elétrica esteja adequada às normas vigentes, como limite de distorção harmônica e fator de potência, dentre outras, o projeto do controlador desta malha deve levar em conta a influência das principais componentes harmônicas presentes na tensão da rede elétrica. Resultados experimentais são apresentados para comprovar o desempenho do microinversor.

**Palavras-chave:** Conversor em Ponte Completa. Conversor Módulo Integrado. Módulo Fotovoltaico. Rastreamento do Ponto de Máxima Potência. Rede Elétrica.



## ABSTRACT

### DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A MODULE-INTEGRATED CONVERTER FOR GRID-CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

AUTHOR: Bernardo Andres  
ADVISOR: Rafael Concatto Beltrame

This Master Thesis presents the analysis, design and implementation of a grid-connected module integrated converter, or, simply, microinverter, for photovoltaic applications. The system is composed of two stages: a isolated DC-DC converter and a DC-AC converter (inverter). This proposed micro inverter has a DC bus (DC link), decoupling both stages, allowing to make the project, design and implementation of both individually. The first stage is a zero voltage switching DC-DC full bridge, with phase-shift modulation, and the second stage is a DC-AC full bridge with unipolar pulse-width modulation. Briefly, the first stage provides high voltage gain, besides isolation between the photovoltaic module and the electrical grid, in order that inverter bus has enough voltage to perform grid connection. This connection is made by inverter with output inductive filter. In order to extract the maximum power of photovoltaic module, the maximum power point tracking (MPPT) is made indirectly, controlling inverter bus voltage. Thus, the DC-DC converter operates in open loop, so that system control is design and implemented only on second stage. So, in this way, this Master Thesis contributes developing a microinverter employing classical converter topologies, with high efficiency and simplicity of design and implementation, using just two control loops, in a way that external voltage loop should be able to perform MPPT, ensuring maximum power harvesting of photovoltaic module, and the internal current loop should be able to control active power flow to electrical grid by controlling the current. In order to accomplish MPPT properly, the ripple of 120 Hz in voltage and current of photovoltaic module, generated by pulsed single phase grid power, should have low amplitude. Besides that, in order to be in compliance with standards of grid connection, as total demand distortion and power factor, among others, the current controller project should take into account the influence of main harmonic components of grid voltage. Experimental results are presented to prove the micro inverter performance.

**Keywords:** Electrical Grid. Full Bridge Converter. Maximum Power Point Tracking. Module-Integrated Converter. Photovoltaic Module.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Crescimento mundial do consumo de energia elétrica.....	32
Figura 1.2 – Consumo energético no Brasil. ....	32
Figura 1.3 – Fontes utilizadas para geração de energia elétrica no mundo. ....	33
Figura 1.4 – Principais fontes geradoras de eletricidade no Brasil. ....	33
Figura 1.5 – Taxa de emissão de gás carbônico no mundo. ....	34
Figura 1.6 – Contribuição de cada fonte para a emissão de CO <sub>2</sub> no mundo. ....	34
Figura 1.7 – Utilização das fontes renováveis no cenário mundial. ....	36
Figura 1.8 – Potência instalada relativa à energia fotovoltaica no cenário mundial. ....	36
Figura 1.9 – Percentual de potência fotovoltaica instalada em cada país.....	37
Figura 1.10 – Potência fotovoltaica instalada apenas em 2013.....	38
Figura 1.11 – Comparativo entre sistemas <i>on-grid</i> e <i>off-grid</i> no mundo. ....	39
Figura 1.12 – Projeção do crescimento da potência fotovoltaica instalada no cenário mundial. .....	41
Figura 1.13 – Sistema fotovoltaico autônomo com armazenamento de energia.....	42
Figura 1.14 – Sistema fotovoltaico residencial conectado à rede elétrica.....	43
Figura 1.15 – Sistema fotovoltaico híbrido autônomo. ....	44
Figura 1.16 – Topologia com inversor central. ....	45
Figura 1.17 – Topologia com inversor por <i>string</i> .....	46
Figura 1.18 – Topologia com inversor <i>multi-string</i> . ....	48
Figura 1.19 – Topologia módulo integrado.....	49
Figura 2.1 – Topologia básica de um MIC com <i>link CC</i> .....	62
Figura 2.2 – MIC com inversor em ponte completa PWM ZVT. ....	64
Figura 2.3 – Conversor <i>flyback</i> com um inversor em ponte completa. ....	65
Figura 2.4 – Conversor elevador com indutor acoplado e capacitor chaveado.....	66
Figura 2.5 – Conversor <i>boost</i> intercalado isolado. ....	67
Figura 2.6 – Conversor <i>flyback</i> intercalado.....	68
Figura 2.7 – Conversor <i>boost-flyback</i> com um inversor em ponte completa.....	69
Figura 2.8 – Conversor SEPIC isolado com um inversor em ponte completa. ....	70
Figura 2.9 – Conversor série ressonante em meia ponte com um inversor em ponte completa. .....	72
Figura 2.10 – Conversor série ressonante em meia ponte com <i>boost</i> na entrada com um inversor em ponte completa.....	73
Figura 2.11 – Conversor série ressonante híbrido em ponte completa com um inversor em ponte completa.....	74
Figura 2.12 – Conversor <i>push-pull</i> com indutor <i>boost</i> com um inversor em ponte completa. ....	75
Figura 2.13 – Topologia básica de um MIC com pseudo <i>link CC</i> . ....	76
Figura 2.14 – Topologia básica de um MIC sem <i>link CC</i> . ....	77
Figura 3.1 – Conversor módulo integrado empregado.....	81
Figura 3.2 – Conversor CC-CC em Ponte Completa Modulado por Deslocamento de Fase com Comutação sob Zero de Tensão (ZVS-PSM-FB).....	84
Figura 3.3 – Formas de onda características do conversor CC-CC.....	86
Figura 3.4 – Etapa 1: transferência direta de potência da entrada para a saída. ....	87
Figura 3.5 – Etapa 2: período de ressonância.....	88
Figura 3.6 – Processo de carga e descarga linear de $C_1$ e $C_2$ .....	91

Figura 3.7 – Etapa 3: roda-livre através de $D_2$ e de $S_4$ .	91
Figura 3.8 – Etapa 4: período de ressonância com o indutor de filtro.	93
Figura 3.9 – Etapa 5: período de ressonância sem o indutor de filtro.	94
Figura 3.10 – Etapa 6: inversão da corrente no primário.	96
Figura 3.11 – Etapa 7: circulação de corrente negativa no primário.	97
Figura 3.12 – Circuito equivalente de um módulo PV.	99
Figura 3.13 – Curva característica de um módulo PV a partir de $I_{ph}$ e $i_d$ .	99
Figura 3.14 – Curva real da corrente <i>versus</i> tensão do módulo fotovoltaico.	100
Figura 3.15 – Curva da corrente <i>versus</i> tensão para diferentes valores de $R_s$ .	101
Figura 3.16 – Curva da corrente <i>versus</i> tensão para diferentes valores de $R_p$ .	101
Figura 3.17 – Curva da potência <i>versus</i> tensão para diferentes valores de $R_p$ .	102
Figura 3.18 – Curvas de corrente <i>versus</i> tensão com seus respectivos MPP para diferentes níveis de irradiância.	102
Figura 3.19 – Curvas de potência <i>versus</i> tensão com seus respectivos MPP para diferentes níveis de irradiância.	103
Figura 3.20 – Curvas de corrente <i>versus</i> tensão com seus respectivos MPP para diferentes temperaturas.	104
Figura 3.21 – Formas de onda para auxílio no cálculo do ganho estático.	106
Figura 3.22 – Curva da razão cíclica <i>versus</i> ângulo de defasagem.	107
Figura 3.23 – Curva da perda de razão cíclica <i>versus</i> indutância ressonante.	113
Figura 3.24 – Processo de carga e descarga do capacitor $C_{pv}$ .	115
Figura 4.1 – Conversor CC-CA do tipo HERIC com filtro $L$ na saída.	121
Figura 4.2 – Conversor CC-CA do tipo H5 com filtro $L$ na saída.	121
Figura 4.3 – Conversor CC-CA em ponte completa com filtro $L$ na saída.	123
Figura 4.4 – Formas de onda características do conversor CC-CA.	124
Figura 4.5 – Etapa 1: transferência de potência para a rede elétrica.	125
Figura 4.6 – Etapa 2: roda-livre através de $D_7$ e $S_5$ .	125
Figura 4.7 – Etapa 4: roda-livre através de $D_6$ e $S_8$ .	126
Figura 4.8 – Regiões de operação do microinversor para 25 °C e 52 °C.	130
Figura 5.1 – Esquemático simplificado do sistema de controle.	132
Figura 5.2 – Diagrama de blocos do sistema de controle.	133
Figura 5.3 – Fluxograma do método Perturba e Observa.	135
Figura 5.4 – Circuito equivalente para obtenção do modelo de pequenos sinais $G_{id}(s)$ .	136
Figura 5.5 – Validação do modelo de pequenos sinais $G_{id}(s)$ com curto-circuito na fonte CA.	138
Figura 5.6 – Circuito equivalente para obtenção do modelo de pequenos sinais $G_{vi}(s)$ .	139
Figura 5.7 – Validação do modelo de pequenos sinais $G_{vi}(s)$ com curto-circuito na fonte CA.	141
Figura 5.8 – Correspondência entre os planos $s$ , $z$ e $w$ .	142
Figura 5.9 – Diagrama de blocos equivalente no plano $w$ para a malha de corrente.	143
Figura 5.10 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano $w$ após a inserção do controlador ressonante.	146
Figura 5.11 – Resposta em frequência da malha fechada no plano $w$ da malha de corrente.	147
Figura 5.12 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano $w$ após a inserção do controlador multi-ressonante.	150
Figura 5.13 – Resposta em frequência da malha fechada no plano $w$ da malha de corrente.	151
Figura 5.14 – Diagrama de blocos equivalente no plano $w$ para a malha de tensão.	152

Figura 5.15 – Resposta em frequência da malha de tensão no plano $w$ após a inserção do controlador PI com filtro <i>notch</i> .	155
Figura 5.16 – Resposta em frequência da malha fechada no plano $w$ da malha de tensão.	156
Figura 5.17 – Resultado de simulação para o controle da corrente injetada na rede elétrica após um degrau de carga de 50% para 100%.	158
Figura 5.18 – Resultado de simulação para o controle da tensão do <i>link</i> CC após um degrau na referência de 400 V para 404 V.	159
Figura 6.1 – Sinais de comando $v_{gs}$ das chaves $S_1$ e $S_3$ (5 V/div).	163
Figura 6.2 – Secundário do conversor CC-CC com destaque ao circuito grampeador.	164
Figura 6.3 – Tensões $v_{pv}$ (5 V/div) e $v_{link}$ (100 V/div).	164
Figura 6.4 – Curva do ganho de tensão e razão cíclica <i>versus</i> potência.	165
Figura 6.5 – Verificação da condição de ZVS em $S_4$ para: (a) 200 W. (b) 119 W.	166
Figura 6.6 – Tensões no primário (10 V/div) e secundário do transformador (250 V/div).	166
Figura 6.7 – Ondulação de alta frequência na corrente do filtro $L$ (100 mA/div).	167
Figura 6.8 – Curva de rendimento <i>versus</i> potência do conversor CC-CC.	168
Figura 6.9 – Tensão $v_{rede}$ (100 V/div) e tensão $v_{cd}$ (250 V/div).	169
Figura 6.10 – Ondulação de alta frequência na corrente do filtro $L_f$ .	170
Figura 6.11 – Curva de rendimento <i>versus</i> potência do conversor CC-CA.	170
Figura 6.12 – Taxa de distorção harmônica para diferentes ordens de controladores ressonantes.	172
Figura 6.13 – Tensão da rede elétrica (100 V/div) e corrente injetada nela (2,5 A/div).	173
Figura 6.14 – Taxa de distorção de demanda para diferentes potências do módulo PV.	173
Figura 6.15 – Limites individuais de harmônicas: (a) ímpares; (b) pares.	174
Figura 6.16 – Ondulação de 120 Hz na tensão do <i>link</i> CC (2,5 V/div).	175
Figura 6.17 – Ondulação de 120 Hz na tensão do <i>link</i> CC para diferentes potências do módulo PV.	175
Figura 6.18 – Tensão média (5 V/div) e corrente média (2,5 A/div) do módulo PV.	176
Figura 6.19 – Ondulação de 120 Hz de $v_{pv}$ (200 mV/div) e $i_{pv}$ (50 mA/div).	177
Figura 6.20 – Ondulações de 120 Hz para: (a) tensão $v_{pv}$ ; (b) corrente $i_{pv}$ .	177
Figura 6.21 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiância.	178
Figura 6.22 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiância e da temperatura.	179
Figura 6.23 – Curva de rendimento <i>versus</i> potência do microinversor.	180
Figura A.1 – Técnica PWM <i>phase-shift</i> e principais formas de onda do conversor.	198
Figura A.2 – (a) Etapa 1 (transferência de energia); (b) Etapa 2 (roda-livre).	199
Figura A.3 – Resposta ao degrau.	203
Figura A.4 – Configuração realizada para a aquisição do diagrama de bode.	204
Figura A.5 – Diagrama de bode.	204
Figura B.1 – Visão geral do protótipo desenvolvido.	207



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Limites de harmônicas da tensão da rede de distribuição para tensões inferiores a 1 kV. ....	52
Tabela 1.2 – Especificações para a corrente injetada na rede elétrica para inversores fotovoltaicos com potência de saída inferior a 3 kW. ....	53
Tabela 1.3 – Especificações para a corrente injetada na rede elétrica para inversores fotovoltaicos com tensão entre 120 V e 69 kV. ....	54
Tabela 2.1 – Características principais das três configurações de MIC. ....	79
Tabela 3.1 – Condições iniciais da Etapa 1. ....	87
Tabela 3.2 – Condições iniciais da Etapa 2. ....	89
Tabela 3.3 – Condições iniciais da Etapa 3. ....	92
Tabela 3.4 – Condições iniciais da Etapa 4. ....	93
Tabela 3.5 – Condições iniciais da Etapa 5. ....	94
Tabela 3.6 – Condições iniciais da Etapa 6. ....	96
Tabela 3.7 – Condições iniciais da Etapa 7. ....	97
Tabela 3.8 – Principais especificações do módulo fotovoltaico. ....	98
Tabela 3.9 – Principais especificações do conversor CC-CC. ....	117
Tabela 4.1 – Principais especificações do conversor CC-CA. ....	129
Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados para obtenção do controlador da malha de corrente. ....	143
Tabela 5.2 – Parâmetros utilizados para obtenção do controlador da malha de tensão. ....	153
Tabela 6.1 – Especificações do conversor CC-CC. ....	162
Tabela 6.2 – Principais parâmetros das curvas de irradiância do módulo PV para uma temperatura ambiente de 25 °C. ....	163
Tabela 6.3 – Especificações do conversor CC-CA. ....	168



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABINE	Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AM	<i>Air Mass</i> – Massa de Ar
BEN	Balanco Energético Nacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> – Modo de Condução Contínua
CEC	<i>California Energy Commission</i> – Comissão de Energia da Califórnia
CPIA	<i>China Photovoltaic Industry Association</i>
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> – Modo de Condução Descontínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador Digital de Sinais
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
EIA	<i>Energy Information Administration</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> – Interferência Eletromagnética
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
GtCO <sub>2</sub>	Giga Tonelada de Gás Carbônico
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> – Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
MIC	<i>Module Integrated Converter</i> – Conversor Módulo Integrado
MME	Ministério de Minas e Energia
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido Semicondutor
MPP	<i>Maximum Power Point</i> – Ponto de máxima potência
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> – Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
MTBF	<i>Mean Time Between Failures</i> – Tempo Médio Entre as Falhas
MTFF	<i>Mean Time to First Failure</i> – Tempo Médio da Primeira Falha
NBR	Norma Brasileira
NOTC	<i>Nominal Operating Temperature Cell</i> – Temperatura Nominal de Operação da Célula
PCC	Ponto de Conexão Comum
P&O	Perturba e Observa
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PRODEEM	Programa de Desenvolvimento Energético de Estados e Municípios
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
ProGD	Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída
PROINFA	Programa de Incentivo a Fontes Alternativas
PV	<i>Photovoltaic</i> – Fotovoltaico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso
REN	Resolução Normativa
RF <sub>sw</sub>	<i>Ripple Switching Factor</i> – Fator de Ondulação de Chaveamento
SFCR	Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso Senoidal

STC	<i>Standard Test Conditions</i> – Condições Padronizadas de Teste
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> – Modulação Espacial Vetorial
TDD	<i>Total Demand Distortion</i> – Taxa de Distorção de Demanda
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> – Distorção Harmônica Total
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> – Comutação sob Corrente Nula
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> – Retentor de Ordem Zero
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> – Comutação sob Tensão Nula
ZVS – PSM – FB	<i>Zero Voltage Switching Phase Shift Modulated Full Bridge</i> – Conversor em Ponte Completa Modulado por Deslocamento de Fase com Comutação sob Zero de Tensão
ZVT	<i>Zero Voltage Transition</i> – Transição sob Zero de Tensão



## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_{tri}$	Valor de pico da portadora triangular
$A_{u1}$	Valor de pico do sinal modulante $u_1$
$C_1 - C_4$	Capacitores intrínsecos das chaves do conversor CC-CC
$C_{1ress} - C_{4ress}$	Compensadores ressonantes da malha de corrente
$C_{iress}$	Controlador multi-ressonante da malha de corrente
$C_{link}$	Capacitor do <i>link</i> CC
$C_f$	Capacitor de filtro
$C_{pv}$	Capacitor em paralelo com o módulo fotovoltaico
$C_r$	Capacitor ressonante
$C_{1v}, C_{2v}$	Controladores de tensão separados por frações parciais
$C_v$	Controlador da malha de tensão
$C_{vPI}$	Controlador proporcional integral da malha de tensão
$C_{vnotch}$	Filtro <i>notch</i> da malha de tensão
$d$	Razão cíclica do conversor CC-CA
$D_1 - D_4$	Diodos intrínsecos das chaves do conversor CC-CC
$D_5 - D_8$	Diodos intrínsecos das chaves do conversor CC-CA
$D_a - D_d$	Diodos da ponte retificadora do conversor CC-CC
$D_o$	Razão cíclica do conversor CC-CC
$D_{oeff}$	Razão cíclica efetiva do conversor CC-CC
$D_o, ZVS$	Razão cíclica no limite da condição de ZVS
$D_s, C_s, R_s$	Diodo, capacitor e resistor do circuito de grampeamento
$f_s$	Frequência de comutação
$f_{sa}$	Frequência de amostragem
$G_{id}$	Função de transferência da corrente $i_{Lf}$ com relação a razão cíclica do conversor CC-CA
$G_{pwm}, G_{td}$	Função de transferência do ZOH e do atraso de implementação
$G_{vi}$	Função de transferência da tensão $v_{link}$ com relação à corrente $i_{Lf, pk}$
$G_{v_{pv}, \varphi}$	Função de transferência da tensão $v_{pv}$ com relação ao ângulo $\varphi$
$G_{notch}$	Atenuação do filtro <i>notch</i>
$I_1 - I_4$	Corrente dos indutores de filtro e ressonante do conversor CC-CC no início de cada etapa de operação
$i_{c1} - i_{c4}$	Corrente dos capacitores intrínsecos das chaves do conversor CC-CC
$i_{cpv}$	Corrente do capacitor em paralelo com o módulo fotovoltaico
$i_{cpv, pk}$	Corrente de pico do capacitor em paralelo com o módulo fotovoltaico
$i_{h, rms}$	Corrente eficaz das componentes harmônicas de $i_{Lf}$
$I_L$	Corrente média do indutor $L$
$i_L$	Corrente do filtro $L$ do conversor CC-CC
$i_{Lf, pk}$	Corrente de pico do indutor $L_f$
$i_{Lf, rms}$	Corrente eficaz do indutor $L_f$
$i_{LR}$	Corrente do indutor ressonante
$I_{ph}$	Corrente média da fonte do circuito equivalente do módulo fotovoltaico
$i_{pv}$	Corrente do módulo fotovoltaico
$I_{ref}$	Corrente de referência para a malha de corrente
$k_R, k_{PI}, k_N$	Ganho dos controladores ressonante, PI e <i>notch</i>
$L$	Filtro indutivo do conversor CC-CC
$L_1, L_2$	Indutâncias do primário e secundário do indutor acoplado
$LC$	Filtro do tipo indutivo-capacitivo

$LCL$	Filtro do tipo indutivo-capacitivo-indutivo
$L_f$	Indutor de filtro do conversor CC-CA
$L_{in}$	Indutor de entrada do conversor MIC com etapa <i>boost</i> na entrada
$L_R$	Indutor ressonante
$M$	Ganho estático do conversor CC-CC
$m_a$	Índice de modulação em amplitude
$n$	Relação de transformação
$N_1, N_2$	Número de espiras do primário e do secundário do transformador
$P$	Potência de saída do conversor CC-CC
$P_{rede}$	Potência injetada na rede elétrica
$R$	Carga resistiva do conversor CC-CC
$R_{L_f}$	Resistência do indutor $L_f$
$R_p$	Resistência paralela do circuito equivalente do módulo fotovoltaico
$R_s$	Resistência série do circuito equivalente do módulo fotovoltaico
$s$	Plano $s$ no domínio contínuo da frequência
$S_1 - S_4$	Chaves do conversor CC-CC
$S_5 - S_8$	Chaves do conversor CC-CA
$S_{1a} - S_{8a}$	Chaves superiores do conversor bidirecional
$S_{1b} - S_{8b}$	Chaves inferiores do conversor bidirecional
$S_a, S_b$	Chaves auxiliares do inversor ZVT
$t_0 - t_7$	Períodos das etapas de operação do conversor CC-CC
$T_a$	Período de amostragem
$t_d$	Tempo morto entre as chaves
$THDi$	Taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede
$T_R$	Período ressonante
$T_s$	Período de comutação
$T_\phi$	Período de defasagem entre as portadoras da modulação <i>phase-shift</i>
$u_1, u_2$	Sinais modulantes da modulação SPWM
$v_{ab}$	Tensão no primário do transformador
$v_{c1} - v_{c4}$	Tensão nos capacitores intrínsecos das chaves do conversor CC-CC
$v_{cd}$	Tensão sintetizada pelo inversor na entrada do filtro $L_f$
$V_{eq}, R_{eq}$	Tensão equivalente e resistência equivalente do modelo de <i>Thévenin</i>
$V_{in}$	Tensão média de entrada do conversor CC-CC
$v_L$	Tensão no filtro $L$ do conversor CC-CC
$v_{L_f}$	Tensão no indutor $L_f$
$V_{link}$	Tensão média no <i>link</i> CC
$v_{link}$	Tensão no <i>link</i> CC
$v_{LR}$	Tensão no indutor ressonante
$v_p, v_z$	Frequência do polo e do zero no plano $w$
$v_{pv}$	Tensão no módulo fotovoltaico
$v_{rede}$	Tensão da rede elétrica
$v_{rede,rms}$	Tensão eficaz da rede elétrica
$V_{ref}$	Tensão de referência para a malha de tensão
$v_{RL_f}$	Tensão sobre a resistência $R_{L_f}$
$v_{sec}$	Tensão no secundário do transformador após a retificação
$w$	Plano $w$ no domínio contínuo da frequência
$z$	Plano $z$ no domínio discreto
$Z_2, Z_5$	Impedância de ressonância das Etapas 2 e 5.
$\Delta D$	Perda de razão cíclica
$\Delta i_L$	Ondulação de corrente do indutor $L$

$\Delta i_{L_f, pk}$	Ondulação da corrente de pico do indutor $L_f$
$\Delta Q$	Variação de carga no capacitor
$\Delta v_{link}$	Ondulação de tensão no capacitor $C_{link}$
$\Delta v_{pv}$	Ondulação de tensão em $v_{pv}$
$\delta_L$	Tempo mínimo entre o desligamento de $S_1$ e o acionamento de $S_2$
$T_R$	Período de ressonância
$\eta_{eu}, \eta_{cec}$	Eficiência europeia e eficiência californiana
$\omega_2, \omega_5$	Frequência angular de ressonância das Etapas 2 e 5.
$\varphi$	Ângulo de defasagem entre as portadoras da modulação <i>phase-shift</i>
$\zeta_p, \zeta_z$	Fator de amortecimento do polo e zero



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>31</b>
1.1	PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL .....	31
1.2	CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	41
<b>1.2.1</b>	<b>Sistemas fotovoltaicos autônomos .....</b>	<b>41</b>
<b>1.2.2</b>	<b>Sistemas fotovoltaicos conectados à rede.....</b>	<b>42</b>
<b>1.2.3</b>	<b>Sistemas fotovoltaicos híbridos.....</b>	<b>44</b>
1.3	CONFIGURAÇÕES DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....	44
<b>1.3.1</b>	<b>Inversor central.....</b>	<b>44</b>
<b>1.3.2</b>	<b>Inversor por <i>string</i> .....</b>	<b>46</b>
<b>1.3.3</b>	<b>Inversor <i>multi-string</i> .....</b>	<b>47</b>
<b>1.3.4</b>	<b>Módulo CA .....</b>	<b>49</b>
1.4	NORMAS E REQUISITOS PARA CONEXÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA.....	51
<b>1.4.1</b>	<b>Especificações quanto à tensão de alimentação .....</b>	<b>51</b>
<b>1.4.2</b>	<b>Especificações para a corrente injetada na rede elétrica.....</b>	<b>52</b>
<b>1.4.3</b>	<b>Outras especificações para conexão com a rede elétrica.....</b>	<b>54</b>
1.5	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO.....	55
1.6	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO.....	56
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>59</b>
2.1	INTRODUÇÃO.....	59
2.2	JUSTIFICATIVA DO USO DE CONVERSORES MIC.....	59
2.3	PRINCIPAIS TIPOS DE CONVERSORES MIC.....	61
<b>2.3.1</b>	<b>Topologias com <i>link</i> CC .....</b>	<b>62</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Topologias com pseudo <i>link</i> CC .....</b>	<b>76</b>
<b>2.3.3</b>	<b>Topologias sem <i>link</i> CC.....</b>	<b>77</b>
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	78
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR CC-CC.....</b>	<b>81</b>
3.1	INTRODUÇÃO.....	81
3.2	JUSTIFICATIVA PARA ESCOLHA DA TOPOLOGIA .....	81
3.3	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC .....	83
<b>3.3.1</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>83</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Princípio de operação do conversor CC-CC .....</b>	<b>85</b>
<b>3.3.3</b>	<b>Especificações do módulo fotovoltaico e circuito equivalente .....</b>	<b>98</b>
<b>3.3.4</b>	<b>Projeto do conversor CC-CC.....</b>	<b>105</b>

3.3.4.1	<i>Ganho estático e perda de razão cíclica</i> .....	105
3.3.4.2	<i>Especificações do conversor CC-CC</i> .....	110
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	116
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR CC-CA</b> .....	<b>119</b>
4.1	INTRODUÇÃO.....	119
4.2	JUSTIFICATIVA PARA ESCOLHA DA TOPOLOGIA.....	119
4.3	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CA.....	122
<b>4.3.1</b>	<b>Introdução</b> .....	<b>122</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Princípio de operação do conversor CC-CA</b> .....	<b>123</b>
<b>4.3.3</b>	<b>Especificações do conversor CC-CA</b> .....	<b>126</b>
4.3.3.1	<i>Frequência de comutação</i> .....	126
4.3.3.2	<i>Índice de modulação em amplitude</i> .....	127
4.3.3.3	<i>Indutor de filtro</i> .....	127
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	129
<b>5</b>	<b>SISTEMA DE CONTROLE</b> .....	<b>131</b>
5.1	INTRODUÇÃO.....	131
5.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	131
<b>5.2.1</b>	<b>Algoritmo de sincronismo com a rede elétrica</b> .....	<b>133</b>
<b>5.2.2</b>	<b>Rastreamento do ponto de máxima potência</b> .....	<b>134</b>
5.3	MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CA.....	136
<b>5.3.1</b>	<b>Obtenção do modelo de pequenos sinais <math>G_{id}(s)</math></b> .....	<b>136</b>
<b>5.3.2</b>	<b>Obtenção do modelo de pequenos sinais <math>G_{vi}(s)</math></b> .....	<b>138</b>
5.4	PROJETO DOS CONTROLADORES.....	141
<b>5.4.1</b>	<b>Controlador da malha de corrente</b> .....	<b>143</b>
<b>5.4.2</b>	<b>Controlador da malha de tensão</b> .....	<b>152</b>
5.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	157
<b>5.5.1</b>	<b>Malha de corrente</b> .....	<b>157</b>
<b>5.5.2</b>	<b>Malha de tensão</b> .....	<b>158</b>
5.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	159
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>161</b>
6.1	INTRODUÇÃO.....	161
6.2	RESULTADOS EM MALHA ABERTA.....	161
<b>6.2.1</b>	<b>Conversor CC-CC</b> .....	<b>161</b>
<b>6.2.2</b>	<b>Conversor CC-CA</b> .....	<b>168</b>
6.3	RESULTADOS EM MALHA FECHADA.....	171

6.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	181
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>183</b>
7.1	PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS .....	188
7.2	PUBLICAÇÕES REALIZADAS.....	188
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>189</b>
	<b>APÊNDICE A – MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC .....</b>	<b>197</b>
	<b>APÊNDICE B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO.....</b>	<b>207</b>





# 1 INTRODUÇÃO

Este capítulo objetiva realizar uma contextualização geral acerca da aplicação proposta nesta Dissertação de Mestrado. Para isso, inicialmente será feita uma revisão a respeito do panorama energético mundial e nacional, analisando como a energia fotovoltaica está inserida neste assunto, além de apresentar os possíveis caminhos e atuais incentivos para elevar o uso dessa fonte energética. Posteriormente, serão apresentados os tipos de sistemas fotovoltaicos, bem como suas principais características, aplicações, vantagens e desvantagens. Além disso, serão mostradas as principais normas para adequação de inversores conectados à rede elétrica, enfatizando os requisitos para a corrente injetada, por se tratar da proposta deste trabalho. Por último, os principais objetivos e contribuições da Dissertação serão apresentados.

## 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL

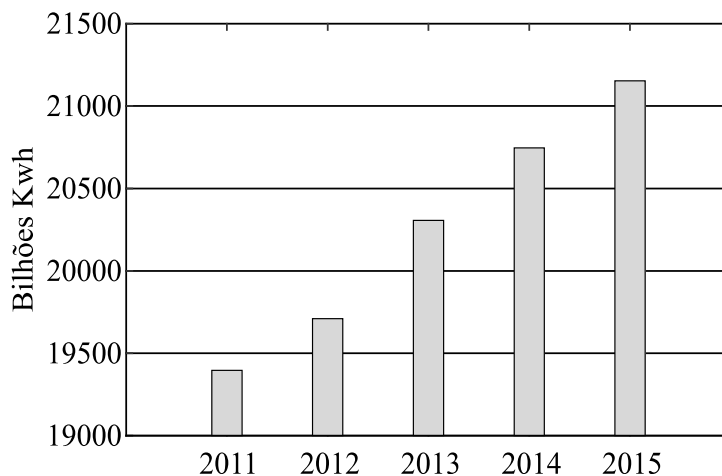
O panorama energético mundial sofreu grandes alterações desde o início da Terceira Revolução Industrial, que culminou com o surgimento de novas potências econômicas e tecnológicas. Os efeitos causados pela globalização, com a massificação de produtos eletrônicos e o uso crescente de recursos na área da informática, promoveram um considerável crescimento da demanda por energia elétrica. Isso pode ser visto na Figura 1.1, que mostra o aumento do consumo mundial de energia elétrica, segundo dados da *Energy Information Administration* (EIA) de 2016 (EIA, 2016).

A Figura 1.2 mostra o consumo energético no Brasil, segundo dados do Balanço Energético Nacional (BEN) de 2015 (EPE, 2015). Os índices de crescimento também foram verificados, tendo um acréscimo percentual de 11,79% para o mesmo período citado anteriormente (2008 a 2012).

Em alguns países em desenvolvimento, existe a dificuldade de suprir a crescente demanda energética e, dessa maneira, foi observado que, aliado aos baixos investimentos no setor, ocorreram falhas em seu sistema (MIRANDA, 2003). Esse fato traz problemas não somente com a interrupção do fornecimento da energia, como também acarreta em um aumento das tarifas.

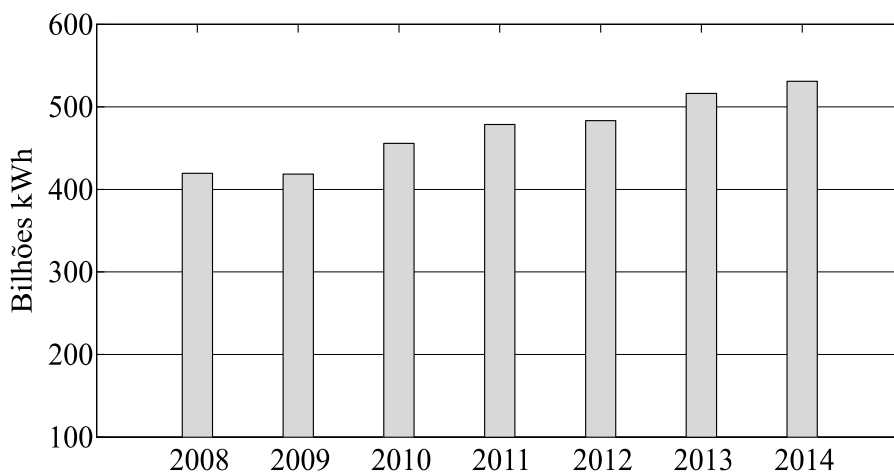
Atualmente, a questão envolvendo a matriz energética mundial tem recebido atenção especial, não somente pelas elevadas taxas de crescimento do consumo de energia, como também pelo impacto ambiental causado por algumas fontes, como as que utilizam combustíveis fósseis.

Figura 1.1 – Crescimento mundial do consumo de energia elétrica.



Fonte: Adaptado de (EIA, 2016).

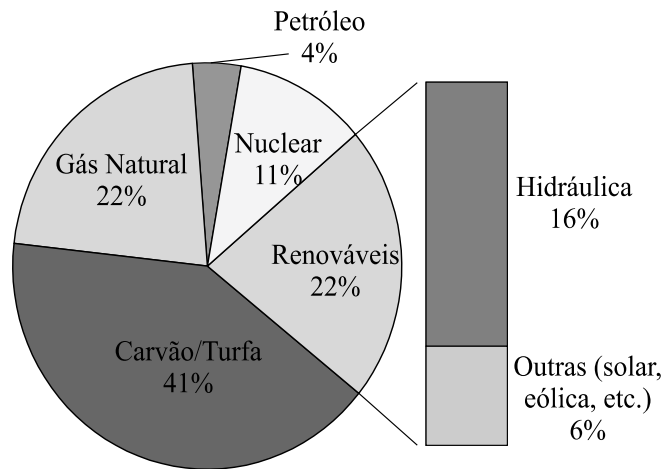
Figura 1.2 – Consumo energético no Brasil.



Fonte: Adaptado de (EPE, 2015).

A Figura 1.3 mostra as fontes utilizadas para a geração de energia elétrica em âmbito mundial, mostrando que ainda existe uma forte tendência pela utilização de fontes não renováveis, como petróleo e principalmente carvão, de modo que apenas 22% das fontes primárias são de caráter renovável. Devido ao forte potencial hidrelétrico existente no território nacional, o Brasil possui uma matriz energética dominada pela geração a partir de recursos hídricos.

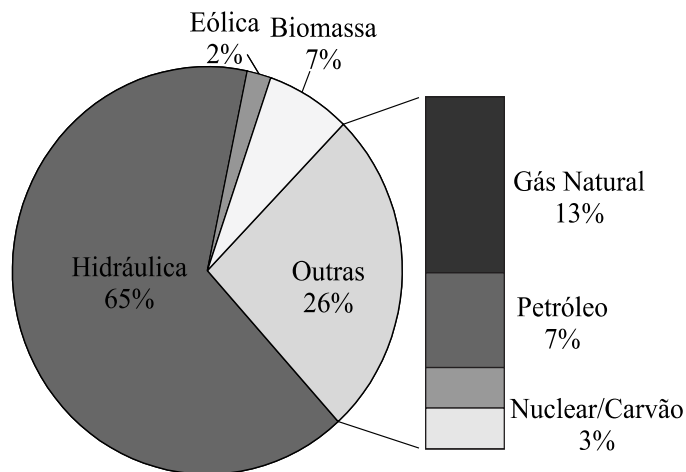
Figura 1.3 – Fontes utilizadas para geração de energia elétrica no mundo.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2015a).

Isso pode ser verificado na Figura 1.4, onde são mostradas as principais fontes geradoras de eletricidade no país.

Figura 1.4 – Principais fontes geradoras de eletricidade no Brasil.

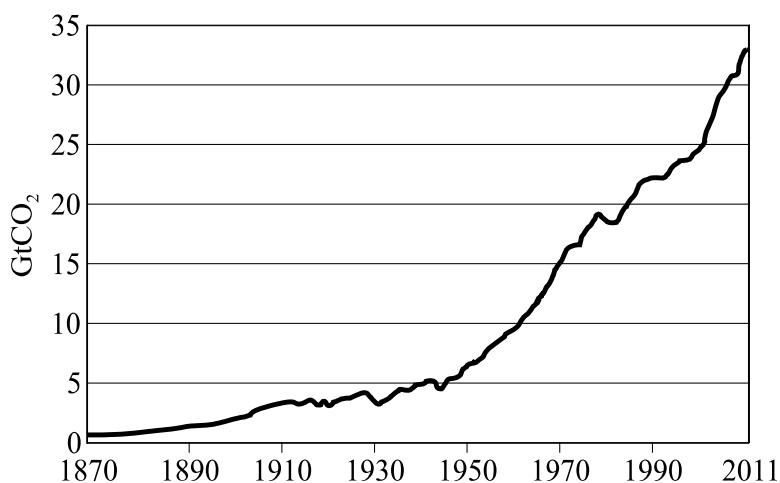


Fonte: Adaptado de (EPE, 2015).

Em torno de 65% da energia gerada é proveniente de recursos hídricos. Esta característica é atrativa devido ao fato de que a maior quantidade de energia gerada é renovável, mas, ao mesmo tempo, a disponibilidade dessa energia é bastante afetada pela sazonalidade e por períodos de estiagem. Além disso, o impacto ambiental causado é significativo, como é o caso da Usina de Belo Monte, onde comunidades locais foram diretamente afetadas.

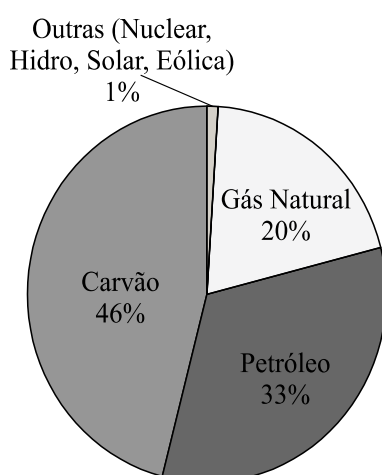
Atualmente, com a grande demanda de energia elétrica, o elevado uso de combustíveis fósseis para a obtenção de energia vem sendo um motivo de preocupação no mundo todo. Segundo dados de 2015 da *International Energy Agency* (IEA) (IEA, 2015b), as emissões de gás carbônico cresceram exponencialmente desde 1870, atingindo um valor de 32 gigatoneladas (GtCO<sub>2</sub>) em 2013. Esse acelerado crescimento pode ser visto na Figura 1.5. A contribuição de cada fonte primária para a emissão de CO<sub>2</sub> é mostrada na Figura 1.6.

Figura 1.5 – Taxa de emissão de gás carbônico no mundo.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2015b).

Figura 1.6 – Contribuição de cada fonte para a emissão de CO<sub>2</sub> no mundo.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2015b).

Convém salientar que o gás carbônico é um dos grandes responsáveis pela intensificação do efeito estufa, causador de mudanças climáticas que afetam o ecossistema. As pequenas

mudanças climáticas podem acarretar em enormes danos para a fauna e a flora, sendo irreversíveis em alguns casos. Como visto na Figura 1.6, os problemas do efeito estufa estão ligados diretamente à utilização de combustíveis fósseis, como as fontes de petróleo, carvão e gás natural. Além da questão do impacto ambiental, existe também a provável escassez dessas fontes, ou seja, devem-se buscar novas alternativas para a geração de energia através de fontes renováveis (WANG et al., 2010; YAN; ZHOU; LU, 2009).

Dessa maneira, diante do apelo pelo uso de energias renováveis, visando reduzir os efeitos do aquecimento global, um tipo de energia que vem recebendo bastante destaque e despertando interesse no mundo todo é a energia solar. Seu principal aproveitamento se dá a partir dos sistemas fotovoltaicos, onde a energia é gerada a partir dos módulos fotovoltaicos. As principais vantagens são: fonte primária (solar) em abundância e teoricamente infinita (considerando a escala da vida humana), energia limpa (sem emissão de gases nem produção de ruídos), módulos fotovoltaicos modulares com alta confiabilidade e durabilidade, fácil instalação, e possibilidade de instalação próxima do local de consumo, reduzindo os custos de transmissão, entre outras (LUQUE; HEGEDUS, 2011).

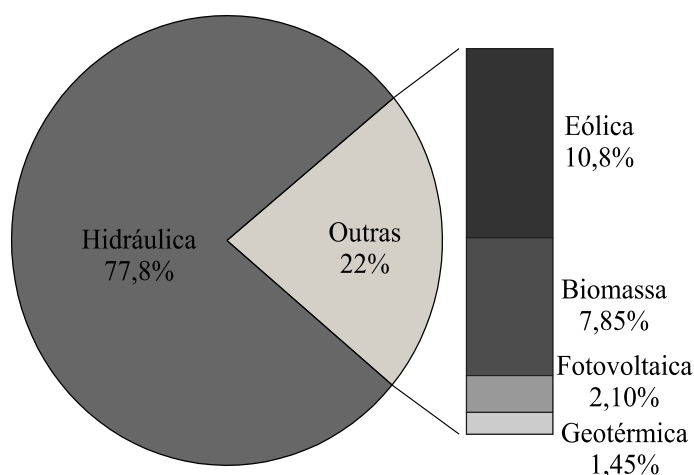
No cenário mundial, apesar do apelo ambiental e do crescente investimento nas energias renováveis, essas fontes ainda possuem contribuição inferior às fontes que utilizam combustíveis fósseis. No campo das fontes renováveis, a energia hídrica é largamente utilizada, com 77,8% de representatividade, enquanto que a fotovoltaica representa apenas 2,10% (IEA, 2014), como pode ser visto na Figura 1.7. Esse percentual bastante diferente se deve ao fato de que a exploração dos recursos hídricos para a geração de energia é mais tradicional, antiga e consolidada.

Apesar de a energia fotovoltaica ser muito menos consolidada do que a hídrica, nos últimos anos ela apresentou a maior taxa média anual de crescimento entre as energias renováveis, com 46,6%, seguida pela energia eólica, que possui uma taxa média de crescimento anual de 24,8% (IEA, 2015c). A significativa redução de custos devido ao aumento da escala de produção é um dos principais fatores que vêm causando o crescimento do emprego da energia solar fotovoltaica (JANNUZZI, 2009).

Considerando que no sistema fotovoltaico completo um módulo fotovoltaico corresponde a 70% do custo total, a redução do preço dos módulos torna o investimento mais atrativo. Levando-se em conta que um módulo fotovoltaico possui seu valor avaliado em dólares por Watt (U\$/W), a redução do valor de 76 U\$/W no fim da década de 70 para valores na faixa de 0,50 U\$/W nos dias atuais, é um forte aliado para o crescimento do uso dessa tecnologia (PORTAL SOLAR, 2015). Segundo dados da *Mercom Capital Group*, uma empresa

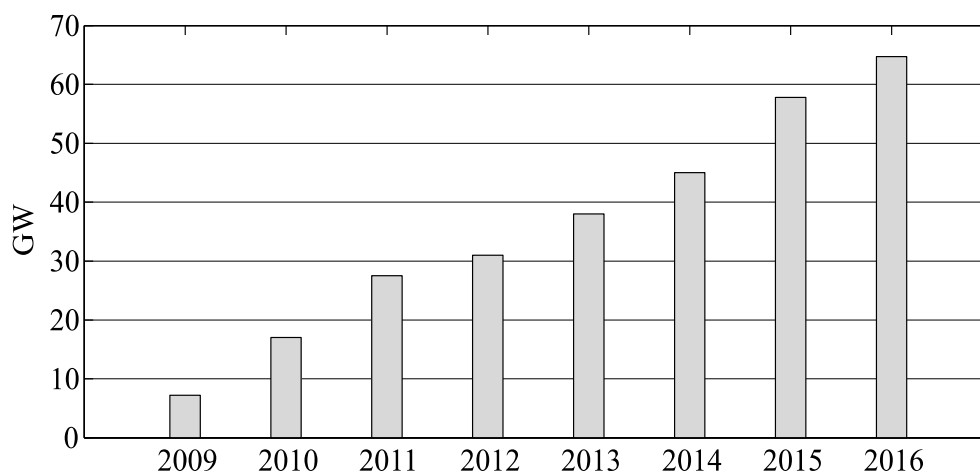
global de comunicação e consultoria em energias renováveis, a expectativa para 2016 é a de atingir 64,7 GW de potência instalada com sistemas fotovoltaicos (MERCOCAPITAL GROUP, 2016). Esse crescimento acelerado pode ser visto na Figura 1.8.

Figura 1.7 – Utilização das fontes renováveis no cenário mundial.



Fonte: (IEA, 2014).

Figura 1.8 – Potência instalada relativa à energia fotovoltaica no cenário mundial.



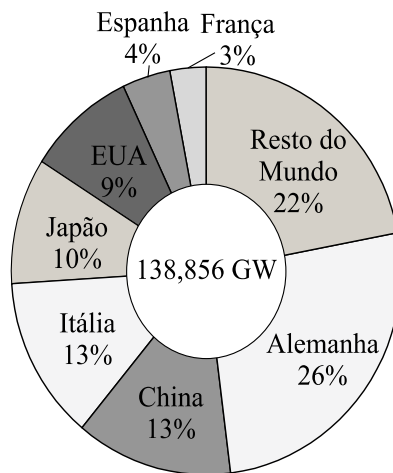
Fonte: Adaptado de (MERCOCAPITAL GROUP, 2016).

Com relação à capacidade total instalada no mundo, o destaque fica para a Alemanha, que possui 26% de toda a potência mundial de sistemas fotovoltaicos, equivalente ao somatório da capacidade instalada que possuem China e Itália juntas. Boa parte dessa grande capacidade é devido aos incentivos adotados pelo governo, que começaram a ter destaque em 1991, com a criação do programa “1000 Roofs Program”, onde o governo alemão adotou medidas e forneceu

condições para o crescimento e desenvolvimento da tecnologia fotovoltaica. Os incentivos tiveram continuidade seis anos depois com o programa “100000 *Roofs Program*” e depois com as leis de injeção de energia na rede elétrica que tiveram início em 2000, as quais ajudaram a colocar o país como referência mundial na produção de energia a partir de sistemas fotovoltaicos (EPIA, 2008).

A Figura 1.9 mostra o percentual que cada país possui de capacidade instalada com relação à capacidade mundial, sendo que dos mais de 138 GW espalhados pelo mundo, a Alemanha conta com mais de 36 GW. No entanto, a Figura 1.10 mostra a potência instalada dos sistemas fotovoltaicos apenas em 2013, com a liderança disparada da China (EPIA, 2014).

Figura 1.9 – Percentual de potência fotovoltaica instalada em cada país.

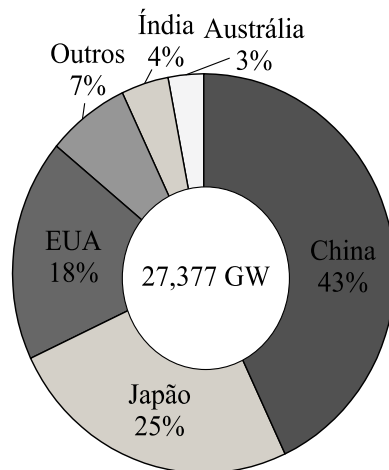


Fonte: Adaptado de (EPIA, 2014).

Devido à grande extensão territorial, muito superior ao território alemão, ao recente compromisso com a utilização da energia fotovoltaica devido aos grandes índices de poluição do ar, e a elevada demanda energética, a China vem liderando constantemente as estatísticas de potência instalada de sistemas fotovoltaicos. Segundo dados da *China Photovoltaic Industry Association* (CPIA), o país adicionou 15 GW de sistemas fotovoltaicos em 2015, um acréscimo de 40% com relação ao investimento de 2014, totalizando 43 GW de capacidade total, enquanto que, ao mesmo tempo, segundo dados da *Germany's Federal Network Agency e Fraunhofer ISE*, a Alemanha acrescentou 1,3 GW, chegando a um total de 40 GW de capacidade instalada (CLEAN TECHNICA, 2016). Dessa maneira, a China tornou-se líder mundial em capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos em 2016, um crescimento bastante elevado, dado que o país havia instalado pouco mais de 500 MW em 2010. Cabe destacar também os altos investimentos

realizados pelo Japão, que, apesar de ser um país com pequeno território, possui crescimentos anuais elevados de potência instalada referente a sistemas fotovoltaicos.

Figura 1.10 – Potência fotovoltaica instalada apenas em 2013.



Fonte: Adaptado de (EPIA, 2014).

No entanto, segundo dados apresentados em (EIA, 2017), a base da matriz energética da China continua sendo o carvão. Devido a isso, a fabricação de grande parte dos módulos fotovoltaicos acaba sendo realizada utilizando esta fonte primária de energia, logo, o lucro ambiental ao longo de sua vida útil acaba não sendo alcançado e, assim, existe maior impacto negativo do que positivo.

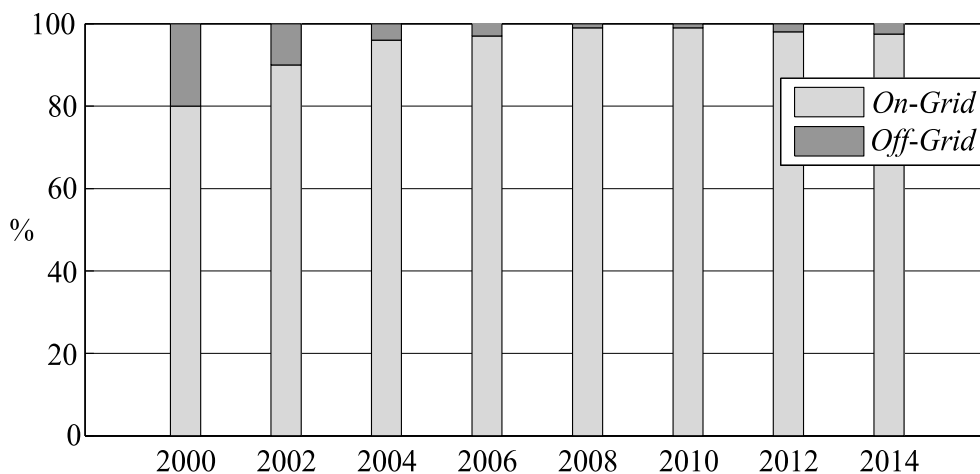
Segundo dados da Empresa de Pesquisa Energética (EPE), o Brasil possuía uma matriz energética com 74,6% de participação de energias renováveis em 2014. No entanto, como já mostrado anteriormente, além do forte domínio da energia hidráulica, as energias nuclear e eólica possuem participação superior à fotovoltaica. Segundo dados da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), em 2016 o país possuía 27 MW de potência fotovoltaica instalada, correspondente a 0,02% da potência total instalada (ANEEL, 2016). No entanto, isso não condiz com o potencial de geração, visto que, enquanto a Alemanha possui um potencial de 900 kWh/m<sup>2</sup> ano, o Brasil possui um valor de 1950 kWh/m<sup>2</sup> ano, ou seja, mais do que o dobro. Algumas regiões do país, como o interior do Nordeste e boa parte do Centro-Oeste, possuem taxas diárias de radiação solar acima de 5500 kWh/m<sup>2</sup> (LIMA, 2015).

O fato do Brasil ter uma matriz energética predominantemente dominada por hidrelétricas contribui para que os avanços na área de energia solar ainda sejam lentos e de baixo impacto no cenário mundial. Somado a isso, existe um grande potencial hídrico para a



geração através de usinas hidrelétricas, aliado ao fato de que o custo da energia hidrelétrica é menor do que a solar (VILLALVA, 2014). Segundo dados da ANEEL de 2007, o Brasil possuía, à época, pouco menos de 20 MW de sistemas fotovoltaicos, sendo que os sistemas fotovoltaicos conectados à rede (SFCR) possuíam um caráter experimental, com apenas 153 kW, com o restante sendo constituído por sistemas isolados (*off-grid*). Os dados mais atualizados, em um levantamento feito em 2015 pela Eletrobrás, indicaram que dos 50 MW instalados no país, 20 MW correspondiam aos sistemas conectados à rede elétrica (*on-grid*), ou seja, indicam uma tendência do crescimento de sistemas com conexão à rede (GALDINO; ALMEIDA, 2015). No cenário mundial, a grande maioria dos sistemas é do tipo SFCR, com destaque para países como Alemanha e Estados Unidos, que possuem mais de 38 GW e 18 GW de sistemas conectados à rede, respectivamente (IEA, 2015). O comparativo entre os sistemas *on-grid* e *off-grid* é mostrado na Figura 1.11.

Figura 1.11 – Comparativo entre sistemas *on-grid* e *off-grid* no mundo.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2015).

Quanto aos programas de incentivo mais consolidados para geração de energia fotovoltaica no Brasil, destacam-se o PRODEEM (Programa de Desenvolvimento Energético de Estados e Municípios) e o Programa Luz para Todos. O PRODEEM foi criado em 1994, no âmbito da Secretaria de Energia do Ministério de Minas e Energia (MME). Segundo a ABINEE (Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica), o programa promoveu a aquisição de sistemas fotovoltaicos por meio de licitações internacionais, os quais foram utilizados para a geração de energia elétrica, bombeamento d'água e sistemas para a iluminação pública (ABINEE, 2012). Posteriormente, o PRODEEM foi incorporado ao Programa Luz para Todos, com o intuito de atender localidades remotas, para as quais a extensão da rede de distribuição

apresenta custos proibitivos. O levantamento feito pelo MME constatou que 3.260.911 famílias (cerca de 15,6 milhões de moradores rurais) já foram atendidas pelo Programa Luz para Todos. Além disso, 489 mil novos empregos foram gerados, com 92,2% dos atendidos confirmando que o programa resultou na melhoria da qualidade de vida.

O programa mais recente, aprovado no fim de 2015, é o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída (GD) de Energia Elétrica (ProGD). Ele visa promover a ampliação da geração distribuída com base em fontes renováveis, incentivando a implantação da GD em edificações públicas e comerciais. A previsão do governo era de um investimento de R\$ 100 bilhões com 2,7 milhões de unidades aderindo ao programa até 2030. A Portaria do MME vai permitir que o excedente de energia gerado nas unidades consumidoras seja vendido no mercado livre de energia. Outro ponto vantajoso garantido para a GD de energia solar é a isenção de ICMS (MME, 2015).

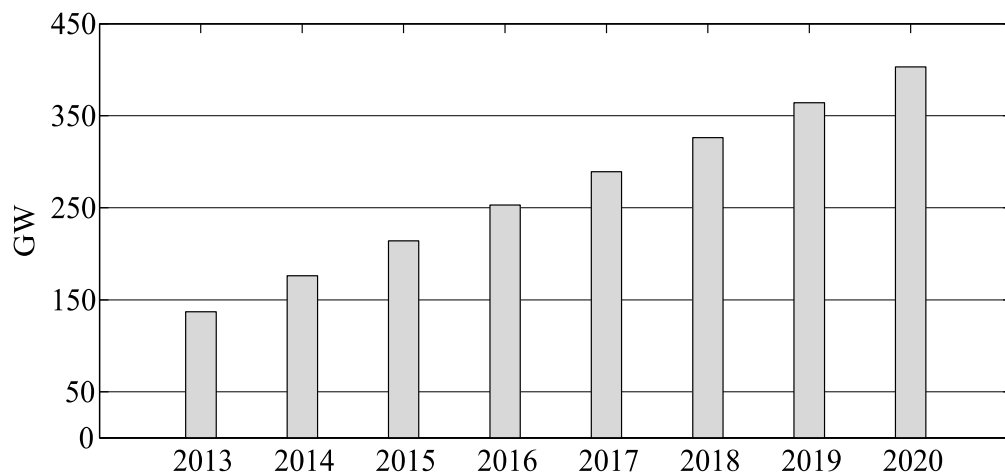
Quanto ao apoio fornecido pelos órgãos competentes para a difusão e crescimento da energia fotovoltaica na matriz energética brasileira, a aprovação da Resolução Normativa (REN) nº 482 da ANEEL, no ano de 2012, foi um marco. Essa Resolução estabelece as condições gerais para o acesso de micro e mini geração distribuída (definidas na sessão 1.1.2 da REN) aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica e dá outras providências (ANEEL, 2012). Com a aprovação dessa REN, o consumidor pode instalar pequenos geradores (módulos fotovoltaicos, microturbinas eólicas, etc.) em sua unidade consumidora e trocar energia com a distribuidora local, reduzindo o valor da fatura.

Posteriormente, a REN 482 foi atualizada e passou a ser denominada Resolução Normativa nº 687, entrando em vigor no dia 1º de março de 2016. Em suma, essa atualização facilita a produção de energia por parte de empresas e consumidores, utilizando fontes renováveis (eólica, solar, biomassa, etc.). Uma das principais novidades é a geração compartilhada, onde diversos interessados em produzir energia podem se reunir em um consórcio ou cooperativa, instalando uma micro ou minigeração distribuída, utilizando a energia gerada para redução da fatura dos consorciados ou cooperados. Além disso, foi estabelecido o aumento da potência máxima de 1 MW para 5 MW, a ampliação da duração dos créditos de energia elétrica de 36 meses para 60 meses e a redução dos prazos para a distribuidora conectar as usinas de até 75 kW (ANEEL, 2015a).

As perspectivas futuras para a geração de energia fotovoltaica são bastante promissoras. Como já comentado, essa fonte possui bastante destaque entre as energias renováveis que estão recebendo subsídios e investimentos. Alguns países já possuem algumas metas futuras traçadas, como é o caso do Brasil, que planeja ter 3,5 GW de capacidade instalada até 2023, da Índia,

que até 2022 almeja ter 20 GW de sistemas com conexão à rede elétrica e 2 GW de sistemas autônomos isolados, de Taiwan, que planeja ter 2,1 GW em 2020 e 6,2 GW em 2030 e da Alemanha, que planeja ultrapassar a barreira dos 50 GW nos próximos anos (IEA, 2015b). A Figura 1.12 mostra a projeção do crescimento da capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos no mundo. Estima-se que em 2020 a capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos supere os 400 GW (IEA, 2014).

Figura 1.12 – Projeção do crescimento da potência fotovoltaica instalada no cenário mundial.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2014).

## 1.2 CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

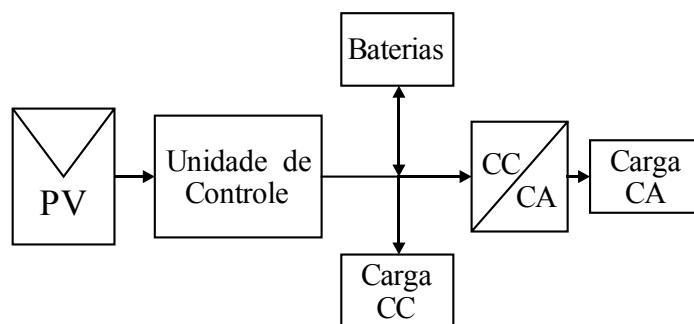
### 1.2.1 Sistemas fotovoltaicos autônomos

Os sistemas fotovoltaicos autônomos são sistemas isolados que não possuem conexão com a rede pública de energia. Geralmente são de baixa potência, na ordem de kW, utilizados em locais de difícil acesso, onde não há fornecimento de energia pela rede elétrica, como montanhas, ilhas, localidades rurais afastadas de grandes centros urbanos, etc. Nesses casos, as aplicações são destinadas para eletrificação rural, bombeamento d'água, monitoramento remoto, iluminação, refrigeração, etc. Existem aplicações de sistemas isolados industriais, onde também não há conexão com a rede pública, bastante comuns na área de telecomunicações (IEA, 2015d).

Nesses casos, as cargas são alimentadas unicamente pelos módulos fotovoltaicos. Na maioria das aplicações, como para a iluminação pública e equipamentos de telecomunicações, é bastante indicado que se utilizem baterias para o armazenamento da energia excedente (caso

exista) ou para auxiliar a suprir as cargas quando a energia gerada pelos módulos não é suficiente (ou em períodos noturnos). Nesses casos, uma unidade de controle é utilizada para o gerenciamento da carga das baterias, através do uso de um controlador de carga. Comercialmente, os dois principais tipos de configuração de controladores de carga são a configuração *shunt* (comportamento de resistência variável para manter a tensão de saída dos módulos constante) e a configuração série (uso de um relé eletromecânico para interromper ou reduzir a corrente entregue ao banco de baterias). Na Figura 1.13 é mostrado um exemplo de sistema autônomo com baterias.

Figura 1.13 – Sistema fotovoltaico autônomo com armazenamento de energia.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os sistemas que não utilizam um conjunto de baterias são mais simples e de menor custo, pois não utilizam elementos armazenadores de energia. No entanto, as cargas são alimentadas apenas quando existe incidência solar suficiente para gerar a energia necessária. Geralmente, são utilizados nos bombeamentos d'água. Nessa aplicação, apesar de não ter armazenamento elétrico de energia, existe armazenamento energético na forma de água no reservatório (energia potencial gravitacional).

### 1.2.2 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede

Nos sistemas fotovoltaicos com conexão à rede elétrica, a energia gerada pelo arranjo de módulos é injetada na rede pública. São divididos em sistemas centralizados, de grande porte (usinas) e sistemas descentralizados, de menor porte (geração distribuída). No caso das usinas de maior porte, os sistemas são instalados a uma distância considerável dos pontos de consumo. No caso da geração distribuída, os sistemas são destinados ao fornecimento direto ao consumidor, que pode usar a energia da rede para complementar a sua demanda. No Brasil,

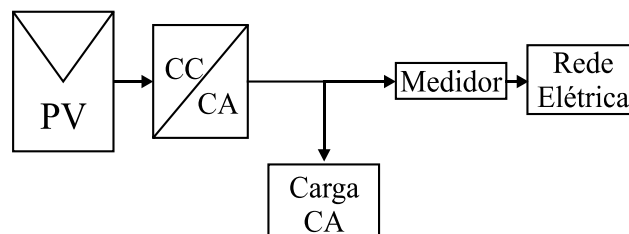
existe o sistema de compensação de energia elétrica (*Net Metering*), que é um sistema de créditos, sem venda de energia para a concessionária, onde o excedente da energia gerada pode ser utilizado para abater o consumo em outro posto tarifário ou na fatura do mês subsequente.

Segundo a REN 687 da ANEEL, os sistemas conectados à rede são divididos em três grupos, de acordo com a faixa de potências (ANEEL, 2015a):

- Microgeração: central geradora de energia elétrica com potência instalada menor ou igual a 75 kW;
- Minigeração: central geradora de energia elétrica com potência instalada superior a 75 kW e inferior ou igual a 3 MW;
- Usina: central geradora de energia elétrica com potência instalada superior a 3 MW.

Nesses sistemas, não há uso de baterias para armazenamento de energia. Existem algumas normas, apresentadas posteriormente, que definem uma série de ensaios, como o de ilhamento e reconexão automática, a serem realizados para que o inversor fotovoltaico esteja apto a realizar a conexão com a rede elétrica. Na Figura 1.14 é mostrado o diagrama simplificado de um sistema residencial conectado à rede elétrica.

Figura 1.14 – Sistema fotovoltaico residencial conectado à rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

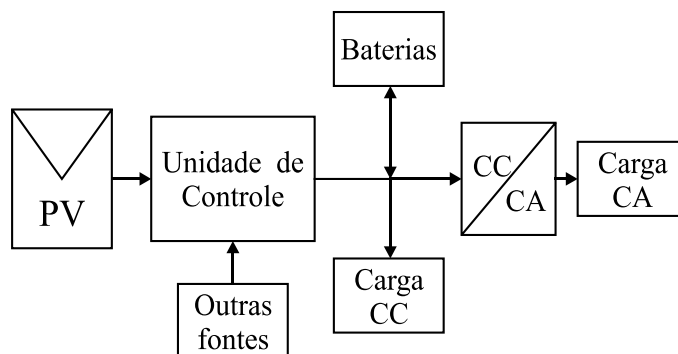
Nos sistemas centralizados, utilizados em usinas e minigeração, os sistemas de transmissão são empregados devido à distância para o local de consumo, resultando em maiores perdas e custos de transmissão. No caso da geração distribuída, devido à proximidade com os centros de consumo, as perdas e os custos referentes ao sistema de transmissão são minimizados. A microgeração é usualmente utilizada em aplicações que envolvam instalações residenciais, enquanto que a minigeração é mais utilizada em instalações de maior potência, como as comerciais e industriais (VILLALVA, 2014).

### 1.2.3 Sistemas fotovoltaicos híbridos

Esse tipo de sistema combina uma ou mais fontes de energia, renováveis ou não, como geradores à combustão, turbinas eólicas, células a combustível, biomassa, entre outras, de maneira a complementar o fornecimento de energia. Podem ser conectados à rede elétrica ou operar isolados, além de possuírem capacidade de geração bastante variada.

Utilizando outras fontes geradoras de energia, é possível reduzir o tamanho dos arranjos fotovoltaicos, juntamente com a capacidade e tamanho do banco de baterias, devido à possibilidade de gerar energia através de outras fontes em períodos com baixa irradiação solar. Essa configuração é complexa, pois necessita de um controle supervisor para otimização do uso de todas as fontes de energia, de maneira a se obter a máxima eficiência na entrega de energia. A Figura 1.15 mostra um esquema básico de um sistema híbrido autônomo com baterias.

Figura 1.15 – Sistema fotovoltaico híbrido autônomo.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

## 1.3 CONFIGURAÇÕES DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

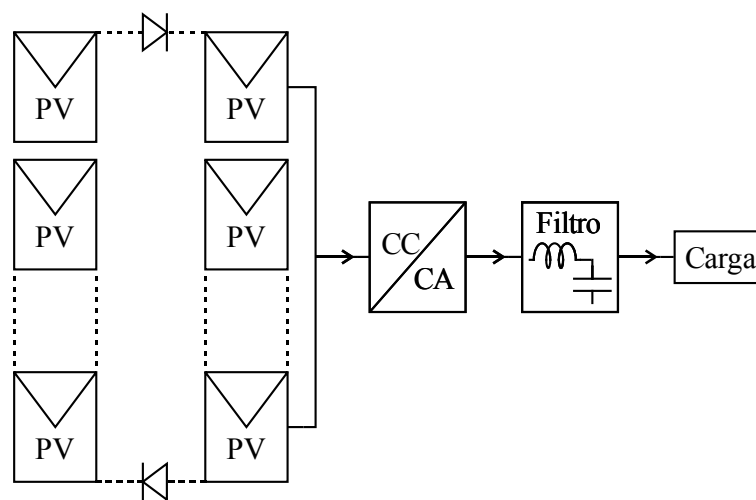
### 1.3.1 Inversor central

É a configuração mais usual para a conexão com a rede pública de energia. Os módulos fotovoltaicos são conectados em série, formando arranjos chamados de *strings*, de modo que não seja necessária a elevação da tensão total obtida, eliminando a necessidade do uso de conversores CC-CC com este propósito (CALAIS et al., 2002). Caso um dos módulos da *string* sofra sombreamento, este limitará a corrente total do arranjo. No entanto, esta configuração é utilizada em geração de grande porte, onde o efeito do sombreamento é praticamente desprezível.

Ainda, as *strings* podem ser conectadas em paralelo para aumentar a capacidade de corrente elétrica, sendo que cada uma possui um diodo de *bypass*. A utilização destes diodos permite que a danificação de um ou mais módulos de uma *string* não afetem as outras que estão conectadas em paralelo. A função do diodo é bloquear o arranjo afetado do restante do sistema, de menor tensão, interrompendo a circulação de corrente pelo mesmo.

Como o nome já sugere, um único inversor é utilizado, de maneira centralizada, com a função de transferência da energia das *strings* para a rede de energia ou para as cargas (sistemas isolados), como mostra a Figura 1.16.

Figura 1.16 – Topologia com inversor central.



Fonte: Adaptado de (NEMA; NEMA; AGNIHOTRI, 2011).

Apesar de ser uma topologia que apresenta robustez e vantagens econômicas, devido ao uso de um único inversor e nenhum conversor CC-CC, uma das principais desvantagens é não possuir um MPPT (*Maximum Power Point Tracking* – rastreamento do ponto de máxima potência) aprimorado, uma vez que todos os arranjos são conectados a um único inversor, responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência (CALAIS et al., 2002). Dessa maneira, é realizada a busca do ponto de máxima potência (MPP – *Maximum Power Point*) global, isto é, considerando todas as curvas dos módulos de maneira simultânea.

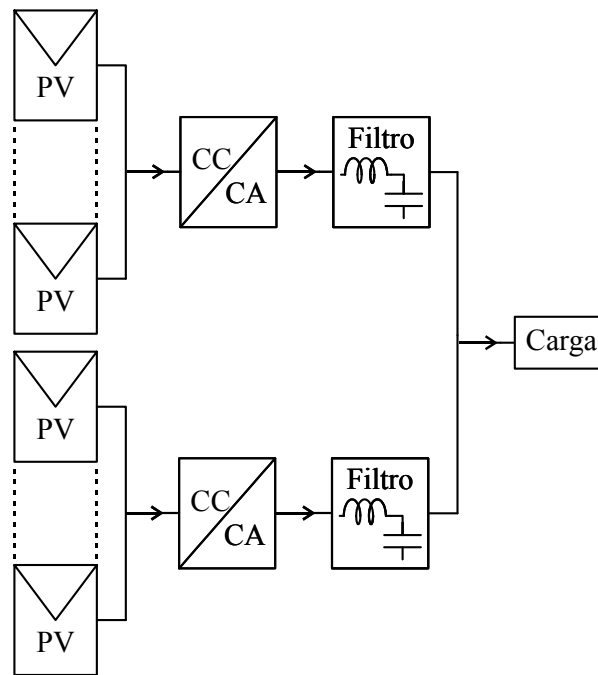
Além disso, existem as perdas nos diodos de cada *string* e as perdas de *mismatch*, que ocorrem devido às diferenças de propriedades elétricas dos módulos utilizados em cada arranjo (QIU; BETTS; GOTTSCHALG, 2009). Dessa maneira, como os módulos estão em uma configuração série, o que possui as piores características elétricas definirá a corrente que circula pela *string*. Por fim, ainda existe o uso de conexões elétricas em corrente contínua com

elevados níveis de tensão, o que pode reduzir a segurança das instalações, elevando o risco da ocorrência de arcos elétricos (SCHONBERGER, 2009).

### 1.3.2 Inversor por *string*

Esse arranjo é uma versão reduzida do Inversor Central apresentado anteriormente. Ao invés de utilizar várias *strings* conectadas a um único inversor central, cada *string* é conectada a um inversor próprio. É possível afirmar que é um arranjo constituído por várias unidades do tipo Inversor Central, de potências menores, com as saídas interligadas, como visto na Figura 1.17.

Figura 1.17 – Topologia com inversor por *string*.



Fonte: Adaptado de (NEMA; NEMA; AGNIHOTRI, 2011).

A tensão de entrada pode ser alta o suficiente para eliminar a necessidade do uso de um estágio elevador e, nesse caso, existirá apenas um estágio de conversão (*single stage*). Para isso, é necessário que um certo número de módulos seja conectado em série, atingindo o nível necessário de tensão. Caso o nível de tensão não seja atingido, é possível utilizar um conversor elevador CC-CC não isolado (*boost*, por exemplo) ou isolado (que faz uso de um transformador operando em alta frequência). Neste caso, a topologia será de dois estágios de conversão (*two stage*) (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004).



As configurações do tipo *single stage* apresentam a vantagem de ter um número de componentes reduzidos e, conseqüentemente, um maior rendimento que as configurações *two stage*. No entanto, para que a *string* de módulos seja desacoplada do estágio de saída (em especial, em sistemas monofásicos, devido à potência de saída pulsante), é necessária a utilização de grandes capacitores eletrolíticos conectados ao barramento CC, que geralmente são o ponto crítico do sistema por contribuírem para a redução da vida útil dos inversores (VOGELSBERGER; WIESINGER; ERTL, 2011).

Alternativamente, é possível utilizar um circuito de potência auxiliar para o desacoplamento, ao custo de se ter a adição de componentes ativos e passivos, além de perdas (SHIMIZU; WADA; NAKAMURA, 2006).

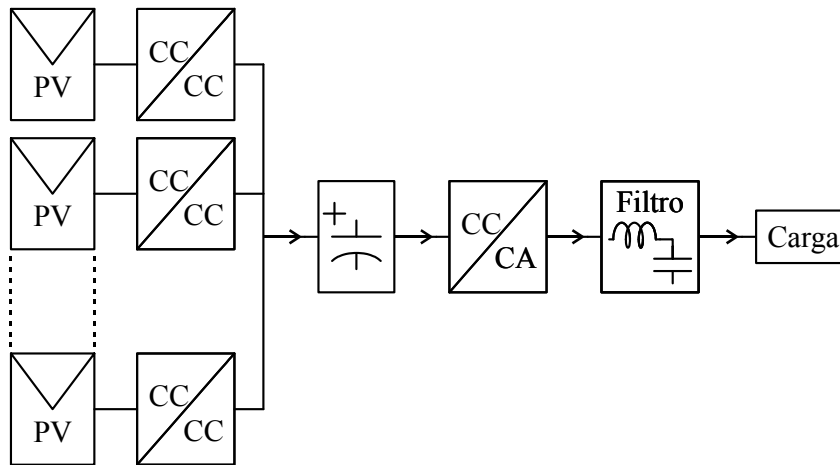
Na configuração *two stage*, o conversor CC-CC é utilizado para desacoplar a *string* de módulos das ondulações de potência da saída. Apesar de acarretar em uma redução do rendimento global do sistema, esta configuração permite a operação com larga faixa de tensão de entrada, proporcionando maior flexibilidade para o número de módulos fotovoltaicos que constituirão cada *string*. Assim, com a possibilidade de se utilizar arranjos menores conectados a cada inversor, existe maior facilidade para a expansão do sistema (SCHONBERGER, 2009).

Para esta configuração, não são utilizados os diodos de *bypass*, então as perdas associadas a eles são eliminadas e, além disso, o MPPT pode ser realizado individualmente para cada *string*, de modo que o rendimento global do sistema tende a ser aumentado em comparação com a topologia com inversor centralizado (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

### 1.3.3 Inversor *multi-string*

Essa configuração reúne as vantagens das configurações do tipo *string* com a configuração centralizada e é uma variação da configuração *two stage*. Cada módulo fotovoltaico é conectado a um conversor CC-CC para elevação da tensão e rastreamento individual do ponto de máxima potência, sendo que as saídas dos conversores são conectadas em série e ligadas a um único inversor, formando um estágio de entrada descentralizado, permitindo solucionar os problemas de sombreamento parcial e *mismatch* (CALAIS et al., 2002) (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004). Na Figura 1.18 é mostrada sua configuração básica.

Os conversores utilizados são de baixa potência, permitindo o uso de semicondutores largamente utilizados na indústria e de baixo custo. Diferentemente da topologia anterior, como um único inversor é utilizado para condicionar toda a potência do sistema fotovoltaico, tem-se a vantagem de se utilizar um inversor mais robusto e economicamente vantajoso (CÂNDIDO, 2010).

Figura 1.18 – Topologia com inversor *multi-string*.

Fonte: Adaptado de (NEMA; NEMA; AGNIHOTRI, 2011).

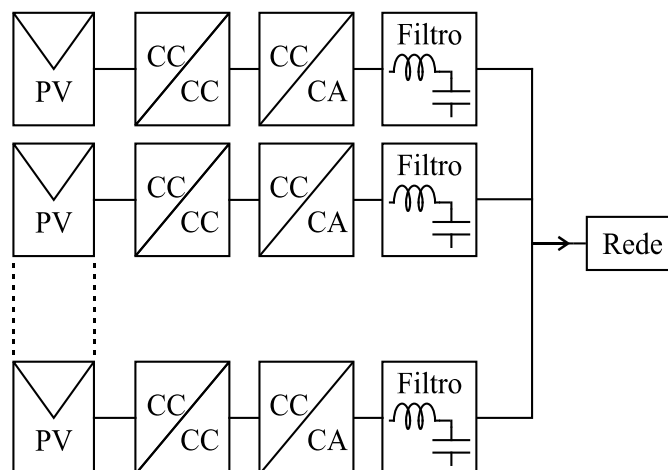
Além da vantagem do ganho de tensão já citado, o uso dos conversores CC-CC, apesar de reduzir o rendimento do sistema com a inclusão de outro estágio de processamento de potência, apresenta contribuição para a redução do capacitor do barramento CC do inversor. Se nas topologias centralizadas existia uma maior preocupação com as ondulações de potência do estágio de saída (para o caso de sistemas monofásicos), no caso *multi-string* o estágio CC-CC minimiza essas ondulações quando opera com controle em malha fechada, reduzindo o volume do capacitor de barramento utilizado (SCHONBERGER, 2009).

Outra grande vantagem é a manutenção e reposição simplificadas, ou seja, o sistema apresenta grande modularidade e robustez, pois a expansão é realizada com a inclusão de um módulo fotovoltaico e um conversor CC-CC, desde que o inversor utilizado possa suportar o acréscimo de potência (WALKER; SERNIA, 2004). Salienta-se que a falha de um dos subsistemas (conversor CC-CC) apresenta pequeno impacto na operação do sistema em geral, porém, a falha do inversor penalizaria o sistema por completo. Como desvantagens, alguns autores citam a utilização do capacitor de desacoplamento do barramento CC. No entanto, nessa topologia a capacitância já é reduzida devido ao uso dos conversores elevadores. Outra desvantagem usualmente citada é a queda do rendimento global do sistema. No entanto, considerando os ganhos adicionais dessa topologia para as situações de sombreamento desigual dos módulos, o decréscimo de rendimento pode ser desconsiderado (NEMA; NEMA; AGNIHOTRI, 2011).

### 1.3.4 Módulo CA

Essa configuração é conhecida também como Módulo Integrado (MIC – *Module Integrated Converter*). É a configuração mais descentralizada de todas, possuindo um único conversor CC-CC elevador e um inversor para cada módulo fotovoltaico, com as saídas conectadas em paralelo e ligadas à carga ou então à rede elétrica. Devido ao uso de um único conversor CC-CC por módulo, as perdas de *mismatch* entre esses módulos fotovoltaicos são eliminadas (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005). Também é possível o rastreamento aprimorado do ponto de máxima potência, feito de maneira individual, e, desse modo, as perdas devido ao sombreamento são ainda mais reduzidas do que na topologia *String* (CALAIS et al., 2002). A Figura 1.19 mostra o esquemático dessa topologia.

Figura 1.19 – Topologia módulo integrado.



Fonte: Adaptado de (NEMA; NEMA; AGNIHOTRI, 2011).

O módulo fotovoltaico geralmente possui potências inferiores a 500 W, operando com tensões na faixa de 20 V a 50 V. Dessa maneira, devido aos baixos níveis de tensão, o conversor elevador deve possuir elevado ganho estático, de modo a adequar a tensão de saída de acordo com as exigências da carga ou da rede (CALAIS et al., 2002), elevando o custo do sistema e reduzindo o rendimento global. No entanto, como já citado na topologia anterior, os ganhos adicionais, devido à inexistência das perdas de *mismatch* e sombreamento, acabam por minimizar esse decréscimo. Outro ponto negativo é o de que o custo por kW dos inversores torna-se menor e mais atrativo para sistemas com potência acima de 50 kW, ou seja, para essa topologia, assim como nos *multi-string* e *string*, os inversores possuem alto custo por kW (CALAIS et al., 2002).

Construtivamente, quando se utiliza um inversor para cada módulo fotovoltaico, o inversor já é integrado dentro do próprio módulo, juntamente com o conversor CC-CC elevador. Dessa maneira, garante-se uma característica do tipo “*plug and play*”, ou seja, uma interface simples, onde basta conectar os terminais de saída do módulo diretamente na rede elétrica da residência (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2002). Dessa maneira, com o inversor acoplado ao próprio módulo, não existe cabeamento no lado CC de alta tensão do sistema. Além das características já citadas, segundo (CARBONE; TOMASELLI, 2011) e (OLDENKAMP; JONG, 1998), existem alguns outros pontos vantajosos dessa configuração, como:

- Simplicidade: não existem componentes e cabos no lado CC de alta tensão, além de possuir a característica “*plug and play*”, tornando a instalação muito mais simples, reduzindo os custos para essa finalidade;
- Inserção no mercado: é necessário apenas um módulo fotovoltaico para iniciar o sistema;
- Versatilidade: é possível utilizar módulos com diferentes orientações e com diferentes potências;
- Custo-benefício: apesar da versatilidade citada, se for feita a padronização das potências dos módulos, é possível utilizar um conversor padrão para todo o sistema, reduzindo os custos devido à produção em larga escala;
- Modularidade: a expansão é relativamente simples, necessitando apenas de um módulo fotovoltaico ou pequeno conjunto de módulos, além do inversor;
- Confiabilidade: como cada módulo é uma fonte de energia independente, o sombreamento ou defeito deste mesmo não afetará os outros que fazem parte do sistema;
- Segurança: são inerentemente mais seguros que os módulos CC convencionais.

Dentro dos conversores MIC, as diversas topologias propostas podem ser classificadas em três grandes grupos:

- Topologias com *link* CC: utilizam um capacitor no barramento CC (*link* CC) do inversor, onde a tensão será contínua e constante. Um conversor CC-CC é utilizado em conjunto com um conversor CC-CA (inversor);
- Topologias com pseudo *link* CC: não há uso de capacitor no *link* CC, onde a tensão é contínua, porém, não é constante. Um conversor CC-CC é utilizado em conjunto com um inversor;
- Topologias sem *link* CC: não há uso de capacitor no *link* CC, onde a tensão é alternada, logo, é utilizado um inversor em alta frequência em conjunto com um cicloconversor.

Aspectos mais detalhados acerca destas topologias serão abordados no Capítulo 2. Devido ao uso de um único inversor para cada módulo fotovoltaico, os conversores MIC têm como grande desafio o custo envolvido para garantir a adequação destes inversores às normas vigentes para conexão com a rede elétrica. Algumas vantagens e características positivas destes conversores serão apresentadas no Capítulo 2, de modo a justificar o seu uso neste trabalho.

#### 1.4 NORMAS E REQUISITOS PARA CONEXÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA

Nesta seção será feita uma rápida abordagem a respeito das principais normas que estabelecem o desempenho necessário para a conexão de um sistema fotovoltaico à rede elétrica. Como o foco do trabalho está no desenvolvimento de um conversor MIC para conexão com a rede elétrica, aspectos mais detalhados de normas a respeito de ilhamento, reconexão, dentre outras, não serão abordados.

Existem diferentes tipos de normas e requisitos de adequação para que um inversor possa realizar a conexão com a rede elétrica, como os testes de anti-ilhamento, segurança, características da conexão com a rede elétrica e compatibilidade eletromagnética. As normas técnicas que o projeto de um inversor deve considerar dependerá do país onde o sistema fotovoltaico será instalado. Além das próprias normas de cada país, existem também as normas internacionais da IEEE e IEC.

As normas técnicas em vigência no Brasil são a NBR16149 e a NBR IEC 62116. Além delas, outra norma importante é a IEEE-519, também possuindo restrições quanto aos limites harmônicos da tensão e limites de distorção da corrente. Para este trabalho, as especificações de interesse são quanto à tensão de alimentação e quanto à corrente injetada na rede. Proteção contra ilhamento, desconexão automática, sobre frequência, sub frequência, entre outras especificações, serão citadas de maneira sucinta.

##### 1.4.1 Especificações quanto à tensão de alimentação

Inicialmente, deve-se constar que os sistemas fotovoltaicos não regulam a tensão da rede elétrica e sim a corrente que é injetada nela. Os valores de tensões nominais que constam no módulo 8 do PRODIST (ANEEL, 2015b) são os seguintes: (220/127) V, (380/220) V, (254/127) V, (440/220) V, (208/120) V, (230/115) V, (240/120) V e (220/110) V.

Nesse módulo, há as especificações de valores máximos de THD (*Total Harmonic Distortion* – distorção harmônica total) dos harmônicos de tensão da rede elétrica de distribuição. Em sistemas com tensão nominal abaixo de 1 kV, a THD máxima de tensão é de 10%. Na Tabela 1.1, são apresentadas as amplitudes máximas das harmônicas de tensão, em percentual da tensão fundamental.

Tabela 1.1 – Limites de harmônicas da tensão da rede de distribuição para tensões inferiores a 1 kV.

Harmônicas ímpares				Harmônicas pares	
Não múltiplas de 3		Múltiplas de 3			
Harmônica	Amplitude	Harmônica	Amplitude	Harmônica	Amplitude
5	7,5	3	6,5	2	2,5
7	6,5	9	2	4	1,5
11	4,5	≥ 15	1	≥ 6	1
13	4				
17	2,5				
19-25	2				
> 25	1,5				

Fonte: Adaptado de (ANEEL, 2015b).

A IEEE-519, revisada em 2014, considera componentes harmônicas até a ordem 50 para cálculos de TDD (*Total Demand Distortion* – taxa de distorção de demanda) e THD. No caso da tensão da rede de distribuição, em sistemas com tensões inferiores à 1 kV, a THD máxima é de 8%, enquanto que o valor máximo, de maneira individual para cada componente harmônica, não pode ser maior do que 5% (IEEE, 2014).

#### 1.4.2 Especificações para a corrente injetada na rede elétrica

Para esse item, a norma NBR16149 possui as especificações da corrente a ser injetada na rede elétrica. Essas especificações, apresentadas na Tabela 1.2, são para inversores de até 3 kW.

O limite de 0,5% de nível CC da corrente nominal pode ser maior, no entanto, isso deve ocorrer em um curto período de até 1 segundo. Os inversores que possuírem transformador de

baixa frequência não precisam atender a esse requisito. O fator de potência especificado é para uma operação com potência superior a 20% do valor nominal. Para inversores que operarem com potências superiores a 3 kW, a norma define valores de fator de potência ajustável, onde essa condição é necessária quando a tensão da rede for superior a um valor estabelecido, auxiliando na regulação da rede elétrica.

Tabela 1.2 – Especificações para a corrente injetada na rede elétrica para inversores fotovoltaicos com potência de saída inferior a 3 kW.

Medida	Amplitude máxima em relação à componente fundamental
Harmônicas ímpares	(3-9) 4,0 %
	(11-15) 2,0 %
	(17-21) 1,5 %
	(23-33) 0,6 %
	(>33) não define
Harmônicas pares	(2-8) 1,0 %
	(10-32) 0,5 %
	(>34) não define
Nível CC	0,5 % da corrente nominal
THD	5% em relação à componente fundamental da corrente nominal
Fator de potência	> 0,98 (indutivo ou capacitivo)

Fonte: (ABNT, 2013).

Na IEEE-519, os limites de distorção harmônica são definidos para sistemas com tensão de operação de 120 V até 69 kV, além dos sistemas com tensão de operação superior a 161 kV. Além disso, a definição da amplitude máxima das harmônicas leva em conta a relação entre a corrente de curto-circuito e o valor da componente fundamental para a potência nominal. Considerando que a corrente de curto-circuito não seja 20 vezes maior que a componente fundamental, a amplitude das componentes harmônicas é apresentada na Tabela 1.3, em percentual da componente fundamental, onde a TDD máxima é de 5%.

Tabela 1.3 – Especificações para a corrente injetada na rede elétrica para inversores fotovoltaicos com tensão entre 120 V e 69 kV.

Medida	Amplitude máxima em relação à componente fundamental
Harmônicas ímpares	(3-11) 4,0 %
	(11-17) 2,0 %
	(17-23) 1,5 %
	(23-35) 0,6 %
	(35-50) 0,3 %

Fonte: (IEEE, 2014).

### 1.4.3 Outras especificações para conexão com a rede elétrica

Como já comentado anteriormente, algumas especificações serão comentadas brevemente, sem receber grande atenção. As seguintes especificações estão listadas na NBR16149:

- Desconexão automática: o inversor deve se desconectar da rede em um tempo máximo especificado para casos de ilhamento não intencional ou casos de sobre/sub tensão ou frequência;
- Sobre/sub tensão e frequência: quando uma das duas variáveis estiverem fora dos limites nominais, o inversor deve realizar a desconexão do lado CA em um tempo definido pela norma. Caso a frequência esteja entre 60,5 e 62 Hz, a potência deve ser reduzida. A desconexão é feita caso a frequência seja menor do que 57,5 Hz ou maior do que 62 Hz. A reconexão é feita quando a frequência estiver entre 59,9 Hz e 61,1 Hz. Quanto à tensão, a desconexão é feita, em um tempo estabelecido pela norma, quando o valor estiver abaixo de 80% da tensão nominal ou acima de 110 %;
- Ilhamento: essa condição ocorre quando uma seção da rede elétrica é desconectada da rede principal e o inversor continua a suprir essa seção, com tensão e frequência nominais. A norma define que o inversor deve desconectar-se em no máximo 2 s após o ilhamento. Não há especificação quanto à técnica utilizada para detectar o ilhamento, mas sim, quanto aos testes para certificar o inversor;
- Reconexão: quando a desconexão é realizada devido à proteção contra ilhamento ou sobre/sub tensão ou frequência, a reconexão não deve ser realizada por um período



de 20 segundos a 5 minutos após a rede voltar às condições normais de operação. O tempo de atraso depende das condições locais da rede elétrica.

Além desses itens, a IEC 62109 aborda a segurança de equipamentos eletrônicos utilizados em sistemas fotovoltaicos, apresentando questões envolvendo isolamento e diversas proteções, como as contra curto-circuito, surtos de tensão, sobrecorrente, entre outras.

## 1.5 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

Esta Dissertação de Mestrado tem como objetivo geral analisar, projetar e implementar um conversor módulo integrado, também denominado microinversor, com *link* CC, composto por um conversor CC-CC isolado e um conversor CC-CA, destinado à conexão da geração de energia de um módulo fotovoltaico à rede elétrica de distribuição. Este microinversor deve injetar correntes na rede com um nível de distorção harmônica que atenda às normas vigentes para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. O rastreamento do ponto de máxima potência deve ser realizado no *link* CC, regulando a tensão do módulo fotovoltaico de maneira indireta, através do controle da tensão do *link* CC. Dessa maneira, o conversor CC-CC deverá operar em malha aberta, fornecendo alto ganho de tensão e isolamento entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica. Além disso, para tornar possível a operação do primeiro estágio em malha aberta e, ao mesmo tempo realizar o rastreamento do ponto de máxima potência satisfatoriamente, as ondulações de 120 Hz presentes no *link* CC e na tensão e corrente do módulo fotovoltaico, provenientes da potência pulsada injetada na rede elétrica, deverão ter percentuais bastante reduzidos, idealmente abaixo de 5%, garantindo um elevado aproveitamento da energia fornecida pelo módulo fotovoltaico. Como objetivos específicos deste trabalho, destacam-se os seguintes itens:

- Realização de uma revisão bibliográfica acerca das principais topologias de conversores CC-CC com elevado ganho de tensão, para aplicações fotovoltaicas, na configuração com *link* CC;
- Definição de uma topologia para o conversor CC-CC com base na revisão e análise determinada no item anterior. Juntamente com a escolha, definir uma estratégia de modulação e os principais parâmetros de operação e de componentes físicos do conversor;
- Realização de uma breve revisão bibliográfica acerca das topologias de conversores CC-CA utilizados para aplicações de conexão com a rede elétrica;

- Definição de uma topologia para o conversor CC-CA com base na revisão e análise determinada no item anterior. Juntamente a isso, definir a estratégia de modulação, principais parâmetros de operação e de componentes físicos do conversor e projetar os controladores para obtenção dos resultados necessários;
- Comprovação experimental dos resultados com controle em malha aberta e em malha fechada e das análises teóricas.

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta Dissertação encontra-se organizada em sete capítulos, incluindo a introdução e considerações finais. Além disso, dois apêndices foram adicionados com o objetivo de apresentar informações pertinentes a respeito do microinversor desenvolvido. No Capítulo 2, uma revisão bibliográfica é realizada acerca das principais topologias de conversores CC-CC com elevado ganho de tensão para aplicações fotovoltaicas. Esta revisão busca mostrar as topologias mais relevantes utilizando a configuração de *link* CC. As topologias que utilizam as configurações de pseudo *link* CC e sem *link* CC não são abordadas, cabendo apenas explicar o seu funcionamento e características positivas e negativas. Por fim, as principais características destas configurações são apresentadas, auxiliando na justificativa realizada posteriormente no capítulo subsequente.

No Capítulo 3, a topologia de conversor CC-CC utilizada é apresentada, realizando uma breve justificativa para sua escolha. Neste capítulo são apresentadas as etapas de operação deste conversor, bem como as principais equações para análise de seu funcionamento. Além disso, são apresentadas as principais características do módulo fotovoltaico escolhido, tal como as suas curvas de operação, realizando o processo de obtenção do seu circuito equivalente. Por fim, os principais parâmetros de operação e de componentes físicos do conversor são definidos.

O Capítulo 4 apresenta a topologia do conversor CC-CA utilizada, realizando uma breve justificativa acerca da sua escolha e também do filtro  $L$  empregado para a conexão com a rede elétrica. Neste capítulo, são apresentadas as etapas de operação e as principais equações para análise de seu funcionamento. Por fim, os principais parâmetros de operação e de componentes físicos do conversor são definidos.

No Capítulo 5, a estratégia de controle adotada é descrita. Para isso, a modelagem do inversor é realizada, onde são obtidos os modelos necessários para o projeto das malhas de controle. Os projetos são realizados utilizando técnicas convencionais baseadas na resposta em frequência. A escolha dos principais parâmetros de cada controlador é realizada com base nas

definições de projeto apresentadas. A validação das plantas obtidas a partir do processo de modelagem é realizada através de simulações numéricas. Da mesma maneira, o desempenho do sistema de controle proposto também é confirmado através das simulações.

Os resultados experimentais obtidos são apresentados no Capítulo 6 de modo a validar as principais análises e projetos realizados para ambos os conversores projetados e desenvolvidos. Uma breve análise é realizada acerca do uso de um circuito de grampeamento após a ponte retificadora a diodos, empregado devido aos elevados níveis de tensão aplicados no secundário do transformador. Por fim, são apresentados resultados dos dois estágios operando conjuntamente, de modo que o atendimento às normas de injeção de corrente elétrica na rede seja apresentado, além de validar a operação do microinversor com reduzido percentual de ondulação de 120 Hz na tensão do *link* CC, além da tensão e corrente do módulo fotovoltaico.

Algumas considerações finais acerca do trabalho desenvolvido nesta Dissertação são apresentadas, identificando as contribuições obtidas, o atendimento aos objetivos definidos a partir das análises teóricas e suposições realizadas, além de possíveis trabalhos futuros. O Apêndice A mostra, de maneira simplificada, o modelo da planta que relaciona a tensão do módulo fotovoltaico com o ângulo de defasagem da modulação *phase-shift*, obtido a partir do processo de modelagem do conversor CC-CC, utilizando o método de variáveis médias por espaço de estados. No Apêndice B é descrito, de maneira simplificada, aspectos importantes a respeito da implementação dos conversores, tais como semicondutores utilizados, além de outros componentes físicos, bem como os componentes utilizados no sistema de instrumentação.



## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo serão apresentadas as características, incluindo as vantagens e desvantagens das três principais configurações utilizadas em sistemas fotovoltaicos com módulo integrado: com *link* CC, com pseudo *link* CC e sem *link* CC. De maneira resumida, será feita uma justificativa a respeito do uso dos conversores módulo integrado, citando seus aspectos positivos e os próximos desafios para a sua consolidação. As topologias serão revisadas de modo a apresentar suas contribuições, assim como suas vantagens e desvantagens para a aplicação deste trabalho. Como o microinversor proposto utiliza um *link* CC, serão apresentadas apenas topologias para essa configuração. Ao fim do capítulo será apresentada uma tabela com as características para os três tipos, de modo a auxiliar na definição do conversor CC-CC utilizado nesta Dissertação. Cabe ressaltar que a maior parte dos trabalhos revisados focam no primeiro estágio. Dessa maneira, em determinadas situações o inversor não será abordado, sendo representado nas imagens posteriormente apresentadas por uma topologia em ponte completa.

### 2.2 JUSTIFICATIVA DO USO DE CONVERSORES MIC

O crescimento do uso de sistemas fotovoltaicos com conexão à rede elétrica coincide com a preocupação dos consumidores residenciais com relação aos impactos ambientais, segurança e possibilidade de geração própria com retorno do investimento em poucos anos (WALKER; PIERCE, 2006). Para atingir as expectativas do mercado, é importante que se alcance boa eficiência e redução nos custos de instalação, onde a eficiência depende da qualidade das células fotovoltaicas, do rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) e do rendimento dos conversores de potência utilizados, enquanto que grande parte do custo está relacionado ao preço das células e dos inversores, bem como o custo de instalação (JUNIOR et al., 2011). Analisando as aplicações residenciais que incluem potências menores, na ordem de centenas de Watts até alguns kW, os sistemas com Inversor Central são desconsiderados por não apresentarem vantagens nessa situação.

Com relação ao rendimento, os sistemas MIC apresentam valores menores do que o Inversor por *String*, porém, cabe ressaltar que essa diferença não é elevada, na faixa de 2 a 4% para as melhores topologias, ou seja, levando em conta as vantagens do MIC mencionadas no

capítulo anterior, o impacto do rendimento inferior não é muito significativo na escolha entre os dois. Com relação aos custos, o Módulo Integrado possui um único inversor para cada módulo fotovoltaico, o que é uma desvantagem econômica em comparação com o *String*, pois o custo total do sistema torna-se mais elevado (ZHOU; LIU; LI, 2013). No entanto, atualmente estima-se que os inversores de um sistema fotovoltaico representem aproximadamente 10% do custo inicial, enquanto que o projeto e instalação representam o dobro do gasto, ou seja, o gasto adicional devido ao maior número de inversores não é elevado (MEINHARD, 2008).

Entre os vários aspectos positivos, a busca do MPPT é totalmente aprimorada para o MIC, pois é feita de maneira individual para cada módulo, enquanto no *String* ela é feita para o arranjo de módulos em série. Dessa maneira, o MPPT individual garante maior geração de energia e, além disso, o MIC oferece as maiores vantagens quanto aos problemas de *mismatch* e sombreamento parcial, pois cada módulo funciona como uma fonte independente de energia. Existe também uma maior flexibilidade quanto a potência instalada, pois cada sistema necessita de um único módulo fotovoltaico. Por fim, além da maior segurança e modularidade, que já foram citadas no capítulo anterior, o fato de se ter em vista uma expansão para aplicações residenciais tornam os sistemas MIC bastante vantajosos devido à maior simplicidade encontrada para a instalação, facilitando a aproximação dos usuários com pouco conhecimento na área de sistemas fotovoltaicos graças à possibilidade de conectar as saídas dos módulos diretamente na rede elétrica (OLDENKAMP; JONG, 1998).

Em (HARB et al., 2015), foi realizado um estudo comparativo acerca dos sistemas fotovoltaicos por *String* e MIC. Nessa análise, foi levado em conta fatores como a segurança, confiabilidade, robustez e o custo envolvido, considerando a perda de energia produzida por um módulo fotovoltaico devido à falhas no sistema e efeitos de sombreamento. Neste trabalho, concluiu-se que as vantagens de eliminar problemas de *mismatch* e sombreamento, além do MPPT aprimorado, faz com que o MIC seja economicamente vantajoso. Estima-se que o custo da instalação de um MIC seja até 25% menor do que em um sistema por *String*, além de ter um custo de manutenção quase seis vezes menor. Ademais, é usual que os inversores por *String* apresem alguma falha significativa pelo menos uma vez em um período de 25 anos (tempo médio de vida útil de um módulo PV), sendo necessária à sua manutenção ou até mesmo substituição. Quanto aos MIC, a probabilidade de ocorrer uma falha dentro deste período é muito menor, sendo inferior a 10%. Desta maneira, os custos envolvidos na manutenção, além da perda de energia produzida, fazem com que o retorno do investimento de um MIC ocorra, em média, num período de poucos anos. Além disso, a probabilidade de ocorrência de arcos

elétricos é muito menor nesta configuração, devido aos valores reduzidos de tensão e corrente contínua, elevando a segurança do sistema.

Dessa maneira, com o objetivo de se ter um sistema com simplicidade de instalação e expansão, bom aproveitamento da energia fornecida pelos módulos e que atenda às necessidades do consumidor residencial para geração própria de energia, as topologias com MIC mostram-se bastante vantajosas. Contribuindo para isso, as pesquisas e o desenvolvimento tecnológico na área de sistemas fotovoltaicos têm crescido incessantemente, com a expectativa de que a geração fotovoltaica seja a segunda maior fonte de energia elétrica em um futuro próximo, dentre as energias renováveis (ZERVOS, 2006). Na área dos módulos integrados, diversas pesquisas têm sido feitas em busca de melhorias, visando a redução de custos das células e dos inversores de baixa potência utilizados, ou até mesmo propondo soluções para a melhoria da qualidade da forma de onda de corrente injetada na rede, maximização do rendimento e aumento da confiabilidade (CARBONE; TOMASELLI, 2011), além da busca por densidades de potência mais elevadas para os inversores (OLDENKAMP; DE JONG, 1998). Cabe ressaltar também que pesquisas têm sido realizadas para o desenvolvimento de topologias de conversores CC-CC, agregando elevado ganho de tensão com alto rendimento e MPPT aprimorado. Também são buscadas estratégias para redução das pulsações de potência dos sistemas monofásicos conectados à rede, além da redução da corrente de fuga para a terra nos microinversores sem transformador.

### 2.3 PRINCIPAIS TIPOS DE CONVERSORES MIC

Ao menos quatro itens de grande importância devem ser levados em conta no projeto dos conversores: densidade de potência, rendimento, segurança e balanço do custo do sistema.

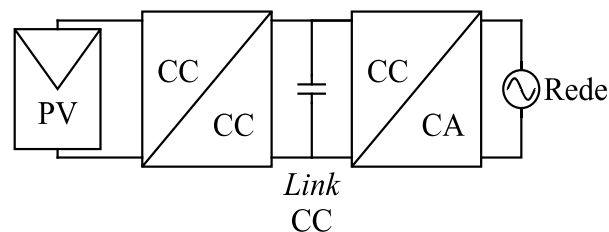
- Densidade de potência: é um forte indicador da compactação do MIC. Uma das maiores densidades obtidas foi de  $0,6 \text{ W/cm}^3$  em um protótipo de 110 W (MEINHARDT et al., 1999). Em (ZHOU; LIU; LI, 2013), um protótipo de 250 W foi desenvolvido, utilizando componentes de volume reduzido e chaves de nitreto de gálio, onde a placa de circuito de impresso do microinversor possui 14 cm de largura por 10 cm de comprimento;
- Rendimento: essas topologias operam com baixas potências, geralmente até 500 W, e tendem a ter rendimentos menores, como citado anteriormente. Diversos trabalhos desde a década de 90 buscaram melhorias nesse quesito, obtendo picos de rendimento de 94% em 1997 (OLDENKAMP et al., 1997) até 98% (ZHOU; LIU; LI, 2013);

- Segurança: devido à inclusão dos conversores dentro do próprio módulo fotovoltaico, a vida útil deles precisa ter compatibilidade com a vida útil do módulo, ou seja, 20 anos ou mais. Os índices de confiabilidade são dados pelo tempo médio entre as falhas (MTBF – *Mean Time Between Failures*), que indica a probabilidade de falha de uma unidade sob operação, e o tempo médio da primeira falha (MTFF – *Mean Time to First Failure*), que indica o tempo de serviço útil. Valores típicos para o MTBF estão em torno de 7 a 15 anos (ENPHASE ENERGY, 2009), enquanto que o MTFF varia entre 4 e 5 anos (IEA, 2002). Os trabalhos também visam reduzir os efeitos de desgaste por sobretemperatura (em especial nos capacitores eletrolíticos) de modo a aumentar a vida útil do sistema;
- Balanço do custo do sistema: nesse ponto, o custo dos inversores, dado em dólar por Watt, recebe bastante atenção, uma vez que não são utilizadas baterias nessa configuração. No caso dos MICs, apesar do custo em dólar por Watt ser maior do que as configurações com inversores centralizados, que possuem potências maiores, o custo total do sistema tende a não ser significativamente maior, uma vez que devem ser consideradas as vantagens existentes quanto às conexões e cabos adicionais, custos de instalação e consideráveis perdas nos cabamentos (ROMÁN et al., 2006).

### 2.3.1 Topologias com *link* CC

Na Figura 2.1 é mostrada a configuração geral da topologia de um MIC com *link* CC.

Figura 2.1 – Topologia básica de um MIC com *link* CC.



Fonte: Adaptado de (LI; WOLFS, 2008).

O processo de conversão de energia pode ser dividido em dois estágios: CC-CC e CC-CA. No primeiro, o conversor é utilizado para elevar a tensão de um módulo fotovoltaico (que, usualmente, opera com valores de 22 V a 45 V) para um nível de tensão com valor acima do pico da rede elétrica. O conversor CC-CC pode ainda ser utilizado para rastrear o ponto de



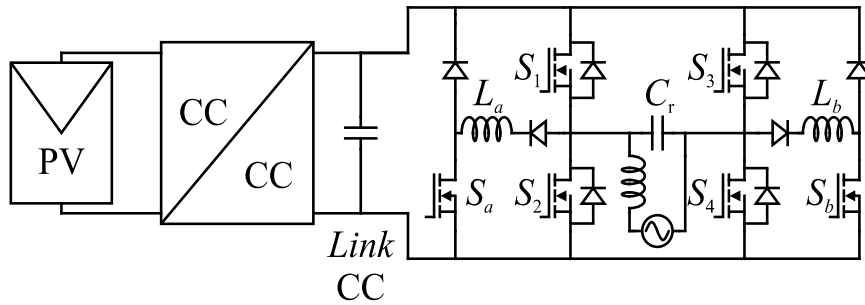
máxima potência do módulo. O inversor é responsável por converter a tensão contínua em corrente alternada, através de uma modulação PWM senoidal, controlando a potência injetada na rede (LIANG; KUO; CHEN, 2001). O capacitor do *link* CC é utilizado para armazenamento de energia e desacoplamento, fazendo com que as oscilações de potência (no caso de sistemas monofásicos) não sejam transferidas ao módulo fotovoltaico, o que é bastante útil do ponto de vista do MPPT.

O inversor geralmente exige um controle para a adequação com as normas de conteúdo harmônico para conexão com a rede elétrica. Esse controle pode ser simplificado com o uso de tecnologias modernas de microcontroladores. Caso seja utilizada uma topologia com comutação dissipativa, do tipo *hard-switching*, as perdas de comutação tenderão a ser elevadas, pois os semicondutores operam em alta frequência nos estágios CC-CC e CC-CA. Para minimizar esse problema, existem topologias que utilizam técnicas de comutação suave em ambos os estágios. No entanto, isso acarreta na utilização de mais componentes, elevando o custo do sistema, reduzindo a sua confiabilidade. Uma opção é o emprego de tecnologias de semicondutores que apresentam elevado rendimento, como as chaves de nitreto de gálio e carbeto de silício (DOMINIC, 2014). Outra alternativa é utilizar a configuração com pseudo *link* CC, que possui perdas de comutação reduzidas no inversor, porém, a capacitância requerida para desacoplamento da potência pulsada é significativamente maior.

Em algumas configurações, como nos inversores por *String* e nos MIC com pseudo *link* CC e sem *link* CC, o desacoplamento das oscilações de potência na frequência de 120 Hz (para redes de 60 Hz) ou de 100 Hz (para redes de 50 Hz), requer o uso de um capacitor de elevada capacitância, geralmente do tipo eletrolítico, tendo como problema o seu reduzido tempo de vida útil, que varia de 7000 a 10000 horas, operando sob uma temperatura de 105°C (HU et al., 2011). É possível aumentar a vida útil para 30 anos através da redução da temperatura do núcleo do capacitor para valores de até 65 °C, uma vez que existe um fator de aumento da vida útil para cada redução de 10 °C. Essa condição pode ser obtida, por exemplo, com a redução da temperatura ambiente e/ou com a redução da ondulação de corrente (SHAFFER, 2009). Um ponto importante é a utilização do capacitor no lado de alta tensão, como é o caso do MIC com *link* CC, em um nível superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica, fazendo com que a energia armazenada, com relação a seu volume, seja elevada, auxiliando na redução de sua capacitância. Dessa maneira, é possível reduzir a capacitância do *link* CC de modo que um material diferente do eletrolítico (como capacitores de filme metálico) seja utilizado, garantindo uma maior vida útil ao sistema (LI; WOLFS, 2008).

Em (ANDERSEN; ALVSTEN, 1995), é proposta uma topologia onde o inversor utilizado possui comutação suave, com uma técnica de auxílio à comutação do tipo ZVT (*Zero Voltage Transition* – transição sob zero de tensão). O circuito proposto é mostrado na Figura 2.2, onde se percebe que não existe detalhamento do estágio CC-CC.

Figura 2.2 – MIC com inversor em ponte completa PWM ZVT.



Fonte: Adaptado de (ANDERSEN; ALVSTEN, 1995).

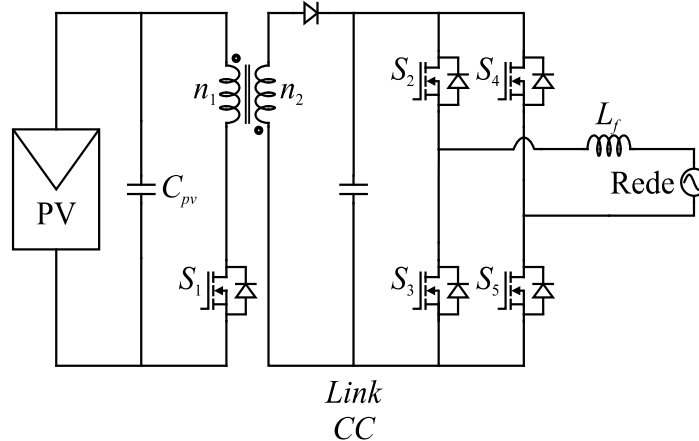
Nessa topologia, o inversor opera com uma frequência de 25 kHz, minimizando o conteúdo harmônico da corrente de saída e o tamanho dos filtros em geral. A utilização da comutação suave auxilia na redução das perdas de comutação do conversor. A proposta dos autores foi de modificar a tecnologia ZVT utilizada por (GUICHAO HUA et al., 1994), adaptando para um inversor em ponte completa, onde existe um circuito de auxílio à comutação conectado em cada braço, indicado pelos índices subscritos “a” e “b”. Na década de 90 e início dos anos 2000 era bastante comum o uso de técnicas de comutação suave em conversores. Ao longo dos últimos anos, com o surgimento de semicondutores com novas tecnologias e características que proporcionam menores perdas, essas técnicas têm sido cada vez menos empregadas.

De maneira simplificada, o funcionamento do inversor proposto pode ser explicado separadamente, analisando as condições para que os transistores superiores ( $S_1$  e  $S_3$ ) e inferiores ( $S_2$  e  $S_4$ ) sejam acionados com tensão nula. Para o acionamento dos transistores inferiores, os respectivos transistores do circuito ZVT ( $S_a$  ou  $S_b$ ) são acionados, assumindo a corrente de rodalivre do diodo do respectivo transistor superior. Para o acionamento dos superiores, o respectivo transistor inferior deverá ser desligado, carregando o capacitor  $C_r$  através da corrente do indutor de filtro de saída. O protótipo construído para esse circuito é de 200 W, atingindo um pico de rendimento de 96%, incluindo circuitos de acionamento e controle. No entanto, o inversor possui um elevado número de componentes apenas para garantir a comutação suave dos

transistores principais. Além disso, trata-se de uma topologia ZVT Classe A (HUA; LEE, 1993), onde os transistores ZVT auxiliares possuem comutação do tipo *hard-switching*.

Na Figura 2.3, é mostrado um sistema completo apresentado por (MARTINS; DEMONTI, 2002), com os estágios CC-CC e CC-CA.

Figura 2.3 – Conversor *flyback* com um inversor em ponte completa.



Fonte: Adaptado de (MARTINS; DEMONTI, 2002).

Para a elevação da tensão do módulo fotovoltaico para um valor acima do pico da rede elétrica, foi utilizado um conversor *flyback* operando em condução contínua (CCM – *Continuous Conduction Mode*). A topologia do inversor é em ponte completa, utilizando uma modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse-Width Modulation* – modulação por largura de pulso senoidal). Ambos os estágios operam com uma frequência de comutação de 25 kHz, garantindo dimensões reduzidas para o transformador, indutor e capacitores. Um dos pontos positivos é a existência da isolação galvânica entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica, propiciando maior segurança em caso de descargas elétricas e/ou contato físico com os módulos, auxiliando na prevenção contra correntes de fuga e geração de ruído eletromagnético. Em todas as topologias analisadas,  $n$  representa a relação de transformação, dada por  $n_2/n_1$ , enquanto que  $D$  representa a razão cíclica do conversor. Nesta topologia, o ganho estático, representado por  $M$ , é definido por

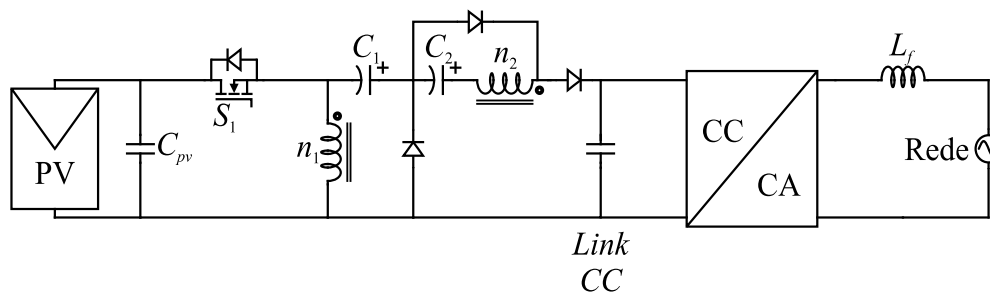
$$M = \frac{nD}{1 - D} \quad (2.1)$$

A utilização do conversor CC-CC operando em CCM resulta em menores perdas em condução do transistor  $S_1$ , além de fazer com que a tensão de saída dependa apenas da razão

cíclica. Para proteger essa chave, um circuito de *snubber* pode ser utilizado. O inversor utilizado possui uma entrada com característica de fonte de tensão e saída em fonte de corrente, sendo que é possível produzir uma corrente senoidal na saída com baixa distorção harmônica. Não foram apresentados resultados quanto ao rendimento do sistema proposto. Uma topologia similar foi abordada por (MEKHILEF; RAHIM; OMAR, 2000), onde um filtro *LC* foi adicionado na entrada do inversor. Uma restrição bastante importante é a de que o *flyback* naturalmente já possui um rendimento abaixo dos outros conversores tradicionais, uma vez que o indutor acoplado apresenta grande dispersão, ocasionando *stress* de tensão sobre a chave.

De maneira semelhante ao que foi feito na primeira topologia apresentada, onde foi dada ênfase apenas ao estágio CC-CA, em (CHEN et al., 2013) foi apresentado com detalhes o estágio CC-CC. Os autores propuseram um conversor elevador de alto rendimento e sem transformador, conforme apresentado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Conversor elevador com indutor acoplado e capacitor chaveado.



Fonte: Adaptado de (CHEN et al., 2013).

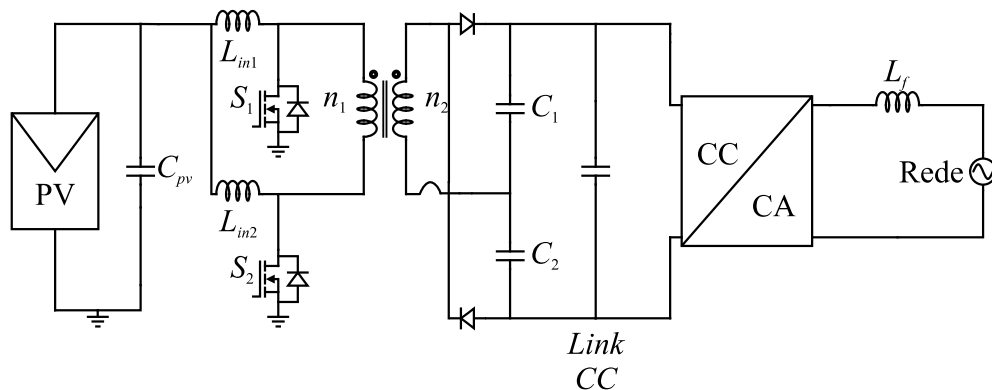
A topologia é baseada num conversor ZETA com indutor acoplado, sem a necessidade de elevada razão cíclica e número de espiras, geralmente necessários para elevados ganhos de tensão. Um dos pontos positivos é o de que a energia armazenada na indutância de dispersão pode ser “reciclada”, aumentando o rendimento do conversor e, além disso, reduz os esforços de tensão na chave  $S_1$ , uma vez que o sobressinal de tensão nela é minimizado. Além do uso de indutores acoplados, como já citado anteriormente, o uso da técnica de capacitores chaveados auxilia no alto ganho de tensão requerido, sem comprometer significativamente o rendimento do conversor. O ganho estático desse conversor é dado por

$$M = \frac{1+n}{1-D} \quad (2.2)$$

Os testes para essa topologia foram realizados para uma carga nominal de 250 W, com uma frequência de comutação de 50 kHz, para uma entrada de 25V e uma saída de 200 V, além de utilizar uma relação de transformação de  $n = 3$ , apresentando rendimento máximo para 50 W, com 97,3%. Utilizando a carga nominal, foi obtido um rendimento de 94,8%. Apesar dos bons resultados apresentados para um conversor que opera com comutação dissipativa, a falta de isolamento é ruim do ponto de vista de segurança e corrente de fuga, além de que o estágio CC-CC possui um número elevado de componentes para garantir um maior ganho de tensão sem acarretar em razões cíclicas muito elevadas.

Em (SAJIN; SNEHA; KAMALA, 2014), foi dado ênfase apenas ao estágio CC-CC. Nesse trabalho, os autores apresentaram um conversor *boost* intercalado (*interleaved*) isolado, como mostra a Figura 2.5.

Figura 2.5 – Conversor *boost* intercalado isolado.



Fonte: Adaptado de (SAJIN; SNEHA; KAMALA, 2014).

Essa tecnologia auxilia no aumento do rendimento, dividindo a corrente do módulo PV entre as chaves do conversor. Desse modo, as perdas em condução totais dos semicondutores são inferiores caso fosse utilizada uma única chave. Além disso, a topologia contribui para a redução da ondulação da corrente de entrada. O seu ganho estático é dado por

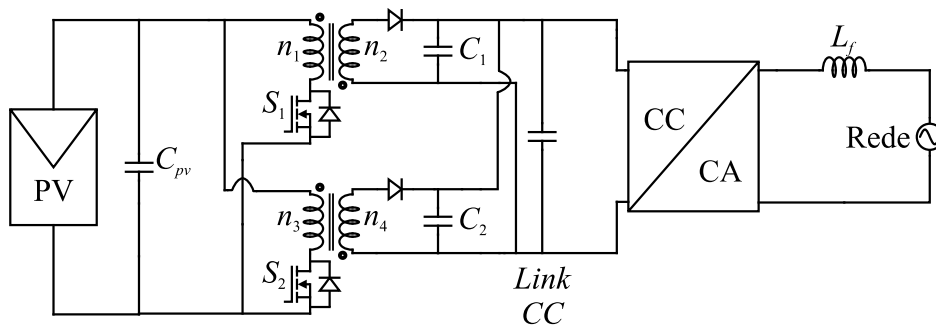
$$M = \frac{n}{1 - D} \quad (2.3)$$

Nessa topologia, assim como acontece em todos os casos no qual há o uso de um transformador, a relação de transformação fica limitada devido ao fluxo disperso. Combinando a razão cíclica com a relação de transformação e o dobrador de tensão capacitivo, é possível obter uma boa elevação da tensão sem afetar significativamente o rendimento do conversor. O

conversor só opera em CCM, possuindo quatro etapas de operação, sendo que em duas delas os dois indutores são carregados, enquanto o capacitor opera alimentando a carga ou o inversor, enquanto que, nas outras duas, um dos indutores está sendo carregado e o outro descarregado. Utilizando uma frequência de comutação de 35 kHz, para uma tensão de saída de 380 V, com uma entrada mínima de 20 V e máxima de 40 V, foi obtido um rendimento de 94,3% para 50 W e 97% para 250 W, correspondente à carga nominal. Apesar de apresentar bons ganhos de tensão, a estratégia de intercalamento não auxilia nesse ganho. Além disso, existe a questão do balanceamento dos capacitores utilizados para a duplicação da tensão.

Assim como foi feito com o conversor *boost*, o conversor *flyback* também possui uma versão do tipo intercalada, conforme proposto por (GOREMICHIN, 2014), cujo circuito é apresentado na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Conversor *flyback* intercalado.



Fonte: Adaptado de (GOREMICHIN, 2014).

Neste tipo de topologia (e em suas derivadas), é utilizado um indutor acoplado, possuindo uma baixa indutância magnetizante e uma elevada dispersão. O seu ganho estático é dado por

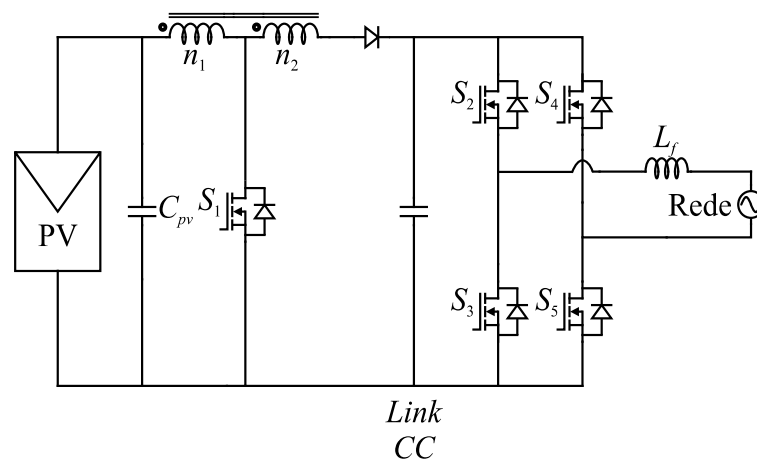
$$M = \frac{nD}{1-D} \quad (2.4)$$

Assim como na topologia anterior, o intuito do circuito é de aumentar o rendimento através da redução da corrente pelas chaves, bem como dimensionar os dispositivos para metade da corrente que seria considerada no circuito tradicional. Os testes foram realizados utilizando componentes de tecnologia atual em um protótipo de 240 W, com tensão de entrada de 30 V a 48 V e uma tensão eficaz de saída de 220 V, sem informações quanto à frequência de

comutação. Os resultados obtidos apresentaram uma THD da corrente de saída abaixo de 5% e rendimento máximo de 96%.

Em (YOO; JO; JUNG, 2014), além do MIC proposto, foi apresentada uma análise para os enrolamentos e núcleo do indutor acoplado, visando maximizar o rendimento e compactação, uma vez que o transformador (ou indutor acoplado) de alta frequência é o maior elemento do conversor. O conversor CC-CC utilizado é um *boost-flyback*, uma topologia onde um enrolamento é adicionado, e o transistor é conectado no ponto central do indutor acoplado. No estágio CC-CA, é utilizado um conversor em ponte completa, porém, os autores do trabalho não deram atenção para essa etapa, visto que a contribuição do trabalho é dada no desenvolvimento do indutor acoplado. A Figura 2.7 mostra o sistema proposto.

Figura 2.7 – Conversor *boost-flyback* com um inversor em ponte completa.



Fonte: Adaptado de (YOO; JO; JUNG, 2014).

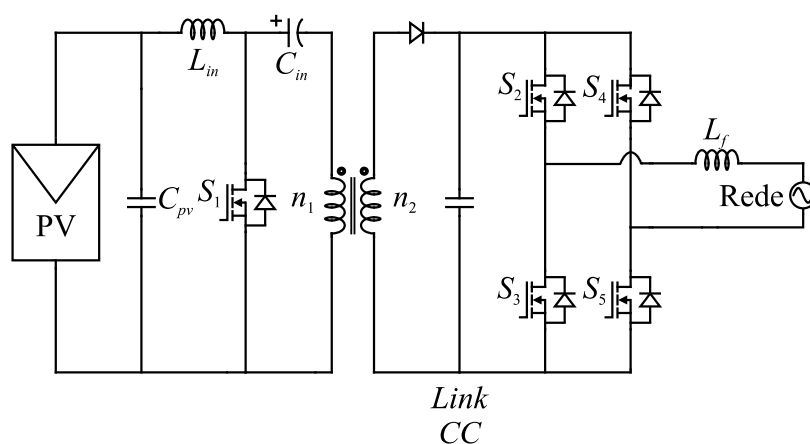
O procedimento para elevar o rendimento do elemento magnético é baseado na relação entre a área da janela e a área efetiva da seção transversal do núcleo. A área mínima da janela é determinada pela densidade de corrente nos enrolamentos, enquanto que a área efetiva da seção transversal é definida pela densidade de fluxo no núcleo. Com uma frequência de comutação de 100 kHz e uma relação de transformação de 5:25, para uma potência de 120 W, a análise das perdas no cobre e no núcleo apresentaram um rendimento de 95,1% para o elemento magnético, ao mesmo tempo em que o volume do núcleo foi reduzido. O ganho estático desse conversor é dado por

$$M = \frac{1 + nD}{1 - D} \quad (2.5)$$

Não foram apresentados resultados quanto aos conversores utilizados. O conversor CC-CC proposto possui uma ação similar à de um *boost* tradicional, também sem isolamento. A estratégia utilizada é simples e pode ser vista como a adição de espiras a um conversor elevador tradicional, com a vantagem de que o enrolamento primário possui melhor utilização do que em um *flyback*, uma vez que a corrente de entrada continua fluindo diretamente para a saída quando o transistor está desligado (TEAM, 2007). Essa topologia possui uma capacidade maior de elevar a tensão em comparação com o *boost* tradicional, devido à transferência de energia conduzida (*boost*) e de energia magnética (*flyback*) para a saída. Assim, esta topologia é conhecida como conversor *boost-flyback*. Esse conversor foi testado por (VAZQUEZ et al., 2007), para uma relação de transformação de  $n = 2$ , com uma entrada de 20 V e uma saída de 100 V, com a carga resistiva consumindo uma potência de 30 W a 70 W. O rendimento máximo obtido ficou em torno de 92%. Apesar de ser uma boa alternativa para grandes elevações de tensão utilizando poucos semicondutores, esse conversor não é tão interessante do ponto de vista de um MIC conectado à rede elétrica, uma vez que ele opera sem isolamento, além de que o rendimento apresentado não é elevado.

Ainda nas configurações onde o estágio CC-CC não é em ponte, em (NADU; NADU; NADU, 2014) é apresentado um MIC com um conversor SEPIC não isolado no primeiro estágio, conectado a um inversor em ponte completa no estágio seguinte. Apesar da proposta ser sem o uso de um transformador, o SEPIC pode ser adaptado para ter isolamento, como mostrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Conversor SEPIC isolado com um inversor em ponte completa.





A relação de transformação, em conjunto com a operação do conversor como elevador de tensão, permite ter ganhos mais elevados, sendo uma boa alternativa para as aplicações com conexão de um módulo fotovoltaico à rede elétrica.

O ganho estático desse conversor é dado por

$$M = \frac{nD}{1-D} \quad (2.6)$$

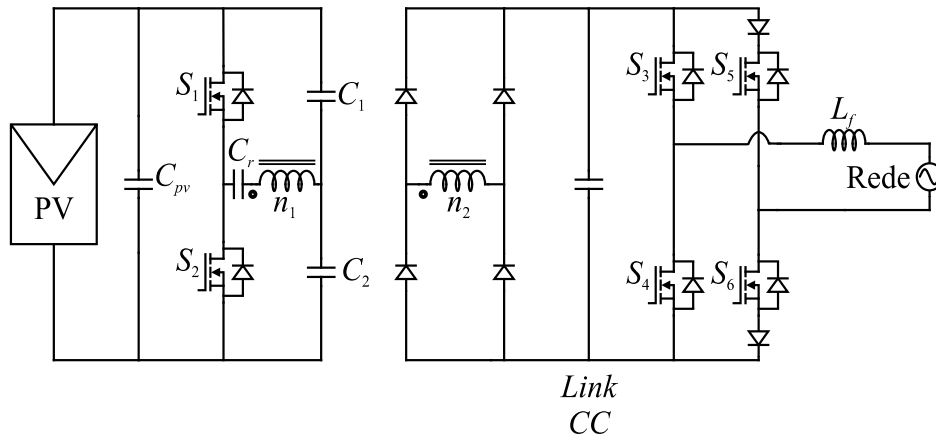
O funcionamento dessa topologia não difere do que já foi apresentado até agora. O estágio CC-CC opera com uma frequência de comutação de 10 kHz, elevando a tensão para a entrada do inversor, que, utilizando um filtro adequado, injeta uma corrente senoidal na rede elétrica. Além do transistor  $S_1$ , os transistores  $S_2$  e  $S_4$  também operam em alta frequência, enquanto que os transistores  $S_3$  e  $S_5$  operam na frequência da rede, reduzindo significativamente as perdas de comutação. No entanto, isto faz com que o indutor de filtro tenha o dobro da indutância que seria necessária caso todas as chaves do inversor operassem em alta frequência. Simulações foram realizadas para uma entrada de 48 V, obtendo uma tensão senoidal na saída do filtro LC com 230 V de amplitude e baixa THD, sem realizar considerações quanto ao rendimento.

Para os estágios CC-CC em ponte (topologias em meia ponte, ponte completa e *push-pull*), as estratégias para elevar a tensão de entrada (e garantir a característica de conversor elevador de tensão) consistem em utilizar estágios adicionais com característica *boost* e dobradores de tensão no secundário, pois estas topologias naturalmente são rebaixadoras de tensão, com o ganho estático diretamente proporcional à razão cíclica e a relação de transformação. Outra possibilidade, assim como nos outros conversores isolados já apresentados, é o de utilizar uma elevada relação de transformação com uma elevada razão cíclica. Apesar de ser pouco usual na literatura, é possível obter um elevado ganho de tensão com um alto rendimento utilizando esta estratégia, pois a tecnologia de chaves disponível atualmente para os níveis de tensão e corrente de um módulo fotovoltaico proporcionam perdas bastante reduzidas, mesmo com razões cíclicas elevadas. Além disso, a tecnologia atual dos núcleos magnéticos possibilita desenvolver transformadores com elevada densidade de saturação de fluxo e alta permeabilidade magnética, aliando a isso perdas magnéticas reduzidas e elevada relação de transformação.

Em (LOHNER; MEYER; NAGEL, 1996) é apresentado um conversor série ressonante em meia ponte no estágio CC e, no estágio CC-CA, um inversor em ponte completa modificado,

com a adição de dois diodos em série com um braço do inversor. A Figura 2.9 mostra o sistema completo com os dois estágios.

Figura 2.9 – Conversor série ressonante em meia ponte com um inversor em ponte completa.



Fonte: Adaptado de (LOHNER; MEYER; NAGEL, 1996).

O primeiro estágio é composto por um conversor em meia ponte a transistor MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* – transistor de efeito de campo metal-óxido semiconductor) e um retificador em ponte completa a diodos. O transformador é utilizado para auxiliar na elevação de tensão e proporcionar isolamento.

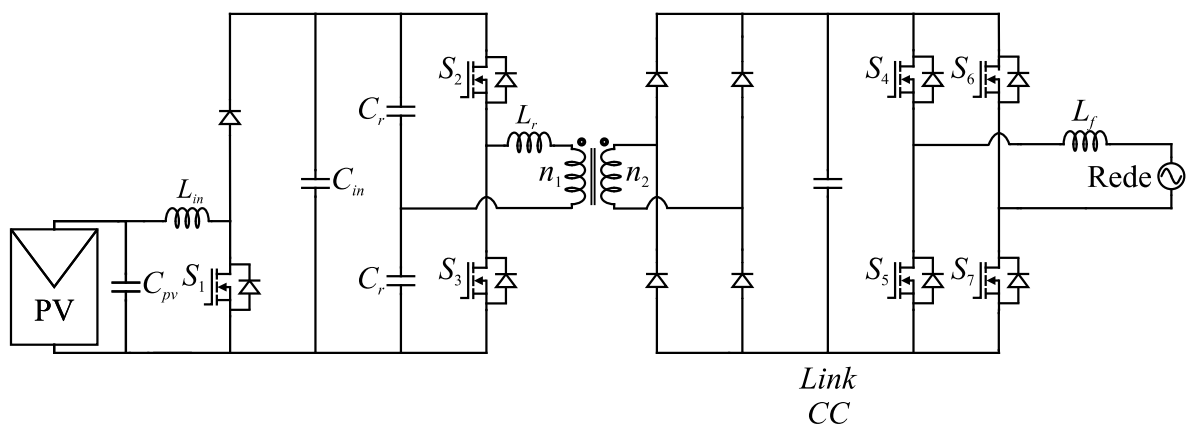
O capacitor ressonante é conectado em série com o transformador, formando um tanque ressonante com a dispersão do transformador. O tanque pode ser sintonizado em torno da frequência de comutação (100 kHz) através da escolha do capacitor. Essa configuração resulta em uma corrente senoidal, que idealmente seria nula a cada comutação de um dos transistores, mas, devido à indutância magnetizante de valor finito, terá uma pequena amplitude. No entanto, essa corrente de magnetização pode ser utilizada para carga e descarga dos capacitores de *snubber*, inseridos em paralelo com os MOSFETS. Isso garantirá também reduzidas taxas de variação de tensão sobre os transistores ( $dv/dt$ ), minimizando os problemas relacionados à interferência eletromagnética. Dessa maneira, os diodos entram em condução sem corrente, enquanto que os MOSFETS entram em condução com baixa corrente e sem tensão.

No inversor utilizado, a operação ocorre em alta e baixa frequência. No braço esquerdo, os transistores são acionados por um controlador *bang-bang*, operando entre 20 kHz e 80 kHz para obter a corrente senoidal injetada na rede elétrica. No braço direito, os transistores são controlados pela polaridade da rede, comutando de maneira síncrona com ela, através de um detector de cruzamento por zero e, conseqüentemente, reduzindo as perdas de comutação em

comparação com um inversor que possui comutação dissipativa em alta frequência. A utilização dos dois diodos em série com os MOSFETs transforma esses transistores em tiristores, que comutam com tensão reversa, pois existe um atraso da corrente. Essa proposta é interessante do ponto de vista do rendimento do MIC (apesar de não apresentado no trabalho), uma vez que as comutações dos semicondutores ocorrem com poucas perdas, no entanto, o estágio CC-CC oferecerá um ganho insuficiente para aplicações com baixa tensão de entrada e conexão com a rede elétrica.

Em (BARRIOS et al., 2015), a proposta principal dos autores é a de apresentar uma metodologia que consiga melhorar a eficiência do transformador de alta frequência e, ao mesmo tempo reduzir o seu volume. A topologia utilizada é semelhante à da Figura 2.9, empregando um conversor série ressonante em meia ponte, retificador em ponte completa a diodos e o inversor em ponte completa. Além disso, um estágio *boost* é adicionado na entrada, para elevar ainda mais a tensão. Os diodos série do braço direito não são inclusos e um indutor de filtro em série com a rede é conectado em cada braço do inversor. Apesar da otimização do transformador de alta frequência, o rendimento do sistema é penalizado, uma vez que é adicionado mais um estágio para garantir a tensão necessária. Essa topologia é apresentada na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Conversor série ressonante em meia ponte com *boost* na entrada com um inversor em ponte completa.

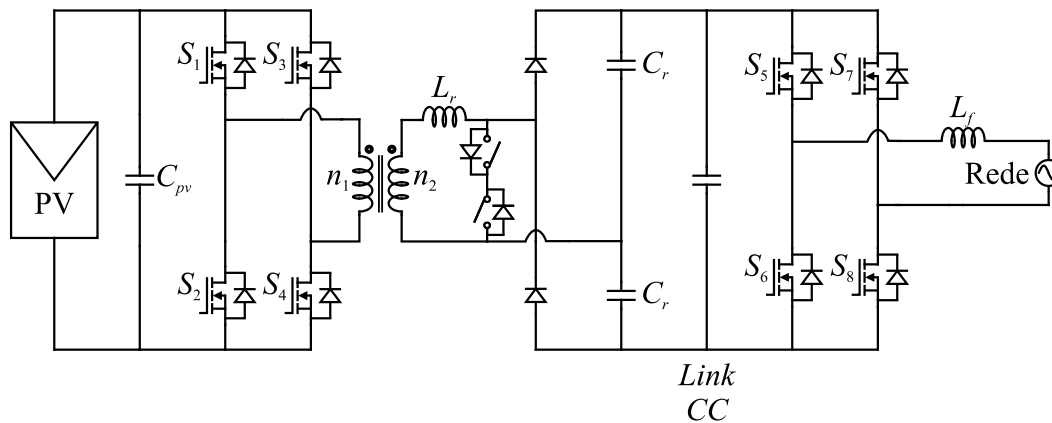


Fonte: Adaptado de (BARRIOS et al., 2015).

Um conversor série ressonante híbrido utilizando uma chave bidirecional é apresentado em (LABELLA et al., 2014). Assim como vários autores já fizeram, é dada total ênfase para o estágio CC-CC. A topologia proposta apresenta boa regulação de tensão, utilizando modulação PWM, juntamente com os benefícios de um conversor série ressonante, apenas com a simples adição da chave bidirecional no secundário do transformador. A inclusão desse componente

permite que o conversor opere sempre na frequência de ressonância, mesmo com variações na tensão de entrada, ressaltando que a comutação da chave é dissipativa. Além disso, esta inclusão permite controlar o intervalo de roda-livre, garantindo a operação PWM, sem a necessidade de utilizar a modulação *phase-shift*. A Figura 2.11 mostra esta topologia, que é bastante semelhante a de um conversor ressonante isolado com um dobrador de tensão.

Figura 2.11 – Conversor série ressonante híbrido em ponte completa com um inversor em ponte completa.



Fonte: Adaptado de (LABELLA et al., 2014).

A etapa em ponte completa, no estágio inicial, opera na frequência do tanque ressonante, determinada pelo indutor ressonante,  $L_R$ , e pelos capacitores ressonantes,  $C_r$ , assumindo que essa indutância é bastante inferior à de magnetização e as capacitâncias são bastante inferiores à capacitância do *link CC*. Assim, o conversor opera como um série ressonante quando a chave bidirecional não está ligada.

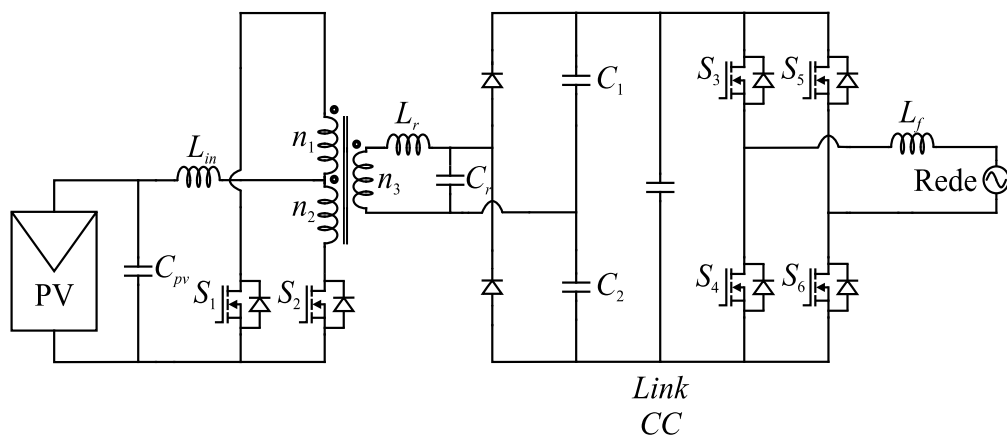
Quanto à chave bidirecional, quando ela está conduzindo, o enrolamento secundário é colocado em curto-circuito e a indutância de dispersão funciona como um indutor *boost*. No entanto, se a indutância de dispersão for pequena, a quantidade de energia é desprezível para esse efeito *boost*. Quando essa chave não está conduzindo, esse indutor ressona com os capacitores do tanque ressonante. Quanto à operação deste conversor, existem oito etapas de operação e ele opera em três modos: *boost*, série ressonante e inativo. O *boost* ocorre quando a chave bidirecional é acionada, como já citado, e ocorre em duas etapas de operação, com a condução de  $S_1$  e  $S_2$ , e quando  $S_3$  e  $S_4$  estão conduzindo. Em outras duas etapas, o conversor opera no modo série ressonante, que vem logo após as etapas do *boost*, com a chave bidirecional sendo desligada. O modo inativo ocorre após o modo ressonante, quando a corrente do indutor ressonante chega a zero e não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga ou

inversor. Essa etapa é importante para garantir o ZCS (*Zero Current Switching* – comutação sob corrente nula) dos diodos e baixa corrente para a comutação dos transistores no lado do primário do transformador. Ainda existem duas etapas de operação onde há o tempo morto, que também é importante, pois em cada etapa a corrente de magnetização descarrega as capacitâncias parasitas dos transistores que serão acionados na etapa seguinte e, dessa maneira, garante-se o ZVS (*Zero Voltage Switching* – comutação sob tensão nula) para esses dispositivos.

Os testes foram realizados para um protótipo de 300 W, com a entrada tendo uma faixa de variação de 15 V a 55 V, sendo que a tensão nominal é de 30 V, com uma saída de 320 V. Devido a isso, a relação de transformação foi selecionada para 30,5 V de entrada e valores inferiores, então, para valores acima disso, a chave bidirecional não é utilizada, e a modulação no estágio em ponte completa de entrada é do tipo *phase-shift*. Foram realizados testes com diferentes tensões de entrada e diferentes potências na saída do conversor, obtendo um rendimento máximo de 98,32% com carga próxima do valor nominal, para uma tensão de entrada de 30 V.

Seguindo na mesma linha das topologias isoladas e ressonantes, em (KIM et al., 2014) é apresentado um conversor *push-pull* modificado a partir da topologia tradicional, utilizando um indutor *boost* na entrada, um dobrador de tensão e um tanque ressonante *LC*. A Figura 2.12 mostra o conversor, sendo que os autores também deram total ênfase ao estágio CC-CC.

Figura 2.12 – Conversor *push-pull* com indutor *boost* com um inversor em ponte completa.



Fonte: Adaptado de (KIM et al., 2014).

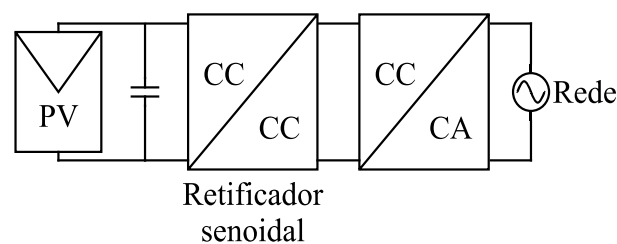
O uso do indutor na entrada faz a topologia ser alimentada em corrente, elevando o ganho estático, permitindo reduzir a relação de transformação e conseqüentemente reduzir as

perdas no cobre e a indutância de dispersão. Assim, as chaves devem prover tempo vivo ao invés de tempo morto. Além disso, o dobrador de tensão permite reduzir ainda mais a relação de transformação. O tanque  $LC$  ressonante, posicionado no secundário do transformador, permite que os transistores tenham comutação suave quando iniciam a condução e quando saem de condução. Apesar de proporcionar elevado ganho de tensão sem a necessidade de grandes relações de transformação, não foram apresentados resultados acerca do rendimento, reforçando a hipótese de que o conversor não apresenta elevado rendimento, fato que pode ser justificado pelo uso de um estágio adicional, onde o indutor de entrada,  $L_{in}$  poderá ter perdas em condução significativas, devido à corrente do primário ser elevada.

### 2.3.2 Topologias com pseudo *link* CC

Na Figura 2.13 é mostrada a configuração geral da topologia de um MIC com pseudo *link* CC.

Figura 2.13 – Topologia básica de um MIC com pseudo *link* CC.



Fonte: Adaptado de (LI; WOLFS, 2008).

Usualmente, essa configuração possui dois estágios, CC-CC e CC-CA, onde o primeiro é um conversor elevador, que produz uma corrente senoidal retificada em alta frequência, e o segundo faz o rebatimento dessa corrente, operando em baixa frequência, gerando uma corrente senoidal, que é injetada na rede elétrica. Assim como nas topologias com *link* CC, grande parte das topologias propostas na literatura possuem transformador para isolamento, devido aos mesmos fatores já citados: segurança, redução das correntes de fuga e interferência eletromagnética.

Uma das grandes vantagens dessa topologia é a operação do inversor em baixa frequência (frequência da rede elétrica), reduzindo as perdas de comutação, mesmo com comutação dissipativa. No entanto, a estratégia de modulação é mais complexa, pois é do tipo senoidal (LI; WOLFS, 2008). Algumas considerações que foram realizadas para a configuração

com *link* CC continuam existindo, como o rastreamento do ponto de máxima potência pelo conversor CC-CC e a adequação do conteúdo harmônico através do controle do inversor.

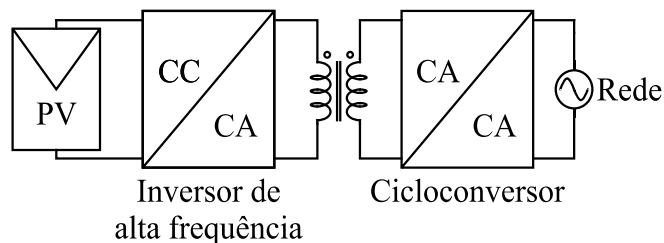
Uma desvantagem significativa para esse caso é quanto à posição do capacitor utilizado para o desacoplamento das oscilações de potência, uma vez que ele é utilizado no lado de baixa tensão, em paralelo com o módulo fotovoltaico. Dessa maneira, o valor requerido de capacitância será maior do que na configuração com *link* CC, portanto, esse fato faz com que o capacitor utilizado seja de dielétrico do tipo eletrolítico que, como já comentado, possui tempo de vida útil significativamente inferior à do módulo fotovoltaico. Devido a isso, optou-se pelo uso da configuração com *link* CC, visando um aumento da vida útil do sistema.

As topologias encontradas na literatura para essa configuração não serão discutidas neste trabalho, porém, cabe salientar que a maioria delas são de conversores *flyback*, como a apresentada em (SHIMIZU; WADA; NAKAMURA, 2006), que utiliza um circuito auxiliar de desacoplamento das ondulações da potência pulsada da rede elétrica, ou então a apresentada em (KASA; IIDA; BHAT, 2005), com um circuito auxiliar para proporcionar ZVT. Além disso, também são utilizadas algumas topologias em ponte, como a apresentada em (GAZOLI et al., 2014), onde os conversores CC-CC e CC-CA são em ponte completa.

### 2.3.3 Topologias sem *link* CC

Na Figura 2.14 é mostrada a configuração geral da topologia de um MIC sem utilizar *link* CC.

Figura 2.14 – Topologia básica de um MIC sem *link* CC.



Fonte: Adaptado de (LI; WOLFS, 2008).

Assim como nos casos anteriores, essa configuração geralmente é composta de dois estágios. No primeiro estágio, a tensão contínua é convertida para um nível senoidal de alta frequência e é elevada para um nível compatível com o da rede elétrica, utilizando um transformador de alta frequência. Já no segundo estágio, um cicloconversor converte a tensão

ou corrente de alta frequência para a frequência da rede elétrica, sem a utilização de *link* CC. Novamente, grande parte das topologias abordadas possuem transformador para garantir a isolação entre módulo fotovoltaico e rede elétrica.

Nesta configuração, uma das vantagens é a redução dos estágios de conversão de potência, devido ao uso do cicloconversor, pois elimina a necessidade do estágio retificador. Por outro lado, o emprego de chaves bidirecionais em corrente e tensão contribui para aumentar a complexidade do sistema. A inexistência de um barramento capacitivo no cicloconversor não permite que a tensão sobre as chaves bidirecionais seja grampeada em um valor fixo, o que pode acarretar em *spikes* de tensão sobre estas chaves no momento da comutação. Assim como na configuração anterior, não há um *link* CC intermediário, apenas um capacitor inserido na entrada do primeiro estágio (em paralelo com o módulo fotovoltaico), para realizar o desacoplamento das oscilações de potência. Então, essa capacitância tende a ter um valor elevado, devido à baixa tensão de operação do módulo.

Assim como na configuração com pseudo *link* CC, as topologias não serão discutidas. Cabe ressaltar que a maioria delas são de conversores em ponte, como o apresentado em (TRUBITSYN et al., 2010), onde foi utilizado um inversor série ressonante em ponte completa em conjunto com um cicloconversor de meia onda. Além disso, em (AMIRABADI; TOLIYAT; ALEXANDER, 2014) é apresentado um inversor *buck-boost* ressonante alimentado em corrente.

## 2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo, as três principais configurações para os sistemas com módulo integrado foram abordadas. Inicialmente, justificou-se o uso dessa configuração, que utiliza um inversor para cada módulo, citando que o MPPT é feito de maneira aprimorada e que, apesar da elevação de custos devido ao maior número de conversores, existe maior facilidade para instalação e manutenção, tornando-o mais acessível para os usuários. Apenas as principais topologias para a configuração com *link* CC foram abordadas, uma vez que ela será utilizada no trabalho. A Tabela 2.1 mostra um comparativo das três configurações.

Analisando todos os itens apresentados, constata-se a vantagem de utilizar um conversor com *link* CC, uma vez que a sua grande desvantagem são as perdas de comutação no inversor, que opera em alta frequência. No entanto, considerando a tecnologia de semicondutores atuais, esse problema pode ser bastante mitigado apenas com o emprego de transistores de materiais que reduzem significativamente essas perdas, sem a utilização de elementos adicionais. Outro



ponto de grande interesse é a utilização do capacitor no *link* CC no lado de alta tensão, isto é, na entrada do inversor, o que possibilita reduzir seu volume, permitindo o emprego de um capacitor com maior vida útil.

Tabela 2.1 – Características principais das três configurações de MIC.

Característica	<i>Link CC</i>			
	Com <i>link</i>	Pseudo <i>link</i>	Sem <i>link</i>	
Controle/Modulação	CC-CC	Razão cíclica constante.	Razão cíclica variável.	Controle e modulação de conversor matricial.
	CC-CA	PWM senoidal.	Onda quadrada.	
Vantagens		Modulação e controle independente nos dois estágios.	Modulação e controle independente nos dois estágios e baixas perdas no CC-CA.	Poucos componentes e tamanho reduzido do conversor.
Desafios/Desvantagens		Perdas de comutação no CC-CA.	Modulação no estágio CC-CC.	Chaves bidirecionais e conversor matricial.
Capacitor	Local	<i>Link CC</i> .	Entrada do CC-CC.	Entrada do CC-CC.
	Densidade de Potência	Média/Alta	Baixa	Baixa.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A topologia com pseudo *link* CC já possui a vantagem de ter essas perdas de comutação reduzidas, porém, além da modulação no estágio CC-CC ser mais complexa, o capacitor de desacoplamento é conectado na entrada desse conversor e, devido a isso, seu volume será maior, obrigatoriamente exigindo o uso de um capacitor eletrolítico (de baixa vida útil). Essa situação ocorre também na configuração sem *link* CC, que também possui maior complexidade na modulação, além de obrigatoriamente utilizar mais transistores, devido à bidirecionalidade requerida pelo cicloconversor.

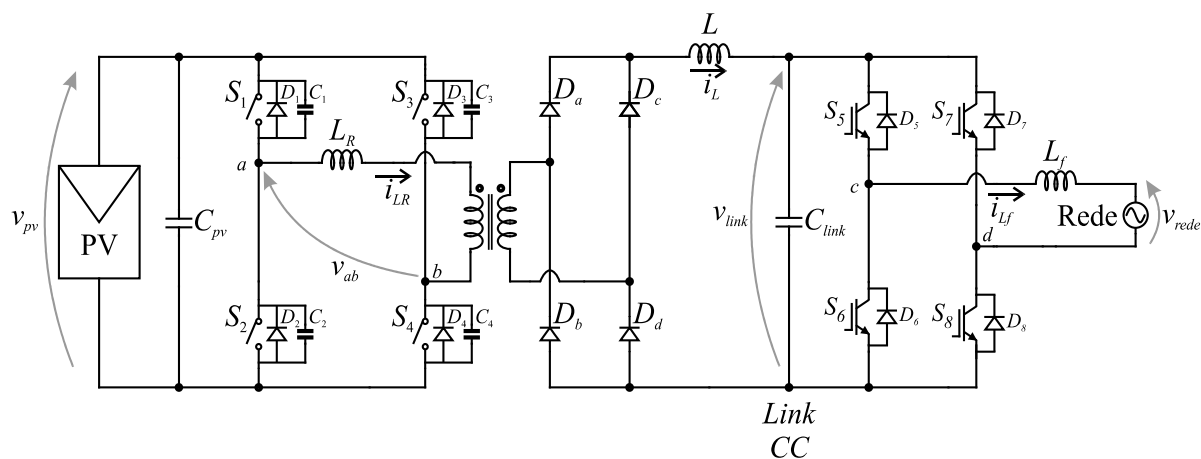


### 3 ANÁLISE DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR CC-CC

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a análise de operação do conversor CC-CC adotado. Inicialmente, a topologia do conversor módulo integrado é ilustrada na Figura 3.1, de modo que, antes de realizar a análise individual de cada conversor, a proposta deste trabalho seja melhor fundamentada. Após isso, será realizada uma justificativa acerca da topologia escolhida. Para melhor compreensão de seu funcionamento, todas as etapas de operação serão analisadas, utilizando equações e imagens para auxiliar no entendimento. Após isso, o módulo fotovoltaico empregado será definido, apresentando uma metodologia de obtenção das resistências de seu circuito equivalente, necessárias para gerar as curvas de irradiância utilizadas na obtenção dos resultados experimentais. Por fim, a partir dos dados do módulo fotovoltaico e das análises teóricas realizadas para o conversor adotado, os valores dos seus parâmetros de operação e parâmetros físicos serão definidos, realizando uma breve justificativa para cada escolha.

Figura 3.1 – Conversor módulo integrado empregado.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

#### 3.2 JUSTIFICATIVA PARA ESCOLHA DA TOPOLOGIA

Inicialmente, para realizar a justificativa da topologia escolhida, se estabelecem os pontos principais buscados no conversor: alto ganho de tensão, para elevar a tensão de um único módulo acima do nível da tensão da rede, e utilização de um transformador, para garantir isolamento entre o módulo fotovoltaico e rede elétrica, eliminando os problemas de corrente de

fuga para a terra. A partir da revisão realizada no Capítulo 2 para estruturas com *link* CC, os principais conversores com característica de elevação de tensão consistiam de topologias intercaladas, com a adição de indutor e/ou capacitor a partir da topologia básica, além dos conversores derivados do *buck-boost*, de forma isolada, como o *flyback* e o SEPIC isolado e, por último, os conversores em ponte, geralmente com característica ressonante.

Os conversores intercalados são interessantes para aplicações com correntes elevadas na entrada e alta potência. Para a aplicação que será realizada, a corrente não é significativamente alta, além de a potência máxima ser de apenas 200 W, tornando desnecessária a adição de mais um indutor e um transistor. O conversor *flyback* é uma opção com poucos componentes e de baixo custo, mas, ao mesmo tempo apresenta problemas de baixo rendimento devido à elevada indutância de dispersão. Quanto ao SEPIC, pesa contra o fato de que ele é uma topologia estendida a partir do *buck-boost*, com o acréscimo de componentes passivos, o que pode acarretar em um rendimento baixo. O uso de conversores elevadores com indutor acoplado (Figura 2.7) e com a adição de capacitor chaveado (Figura 2.4) são interessantes do ponto de vista do ganho de tensão, mas não possuem isolamento, o que é desvantajoso em termos de segurança e de circulação de corrente de fuga para a terra.

Quanto aos conversores em ponte, a grande maioria opera com tanques ressonantes, operando com frequências de comutação em torno da frequência de ressonância, de maneira a garantir comutações suaves, reduzindo o impacto das perdas de comutação. Algumas propostas sugerem o uso de alimentação em corrente, com a adição de um indutor na entrada, proporcionando uma característica de *boost*. Além disso, é possível utilizar um estágio adicional na entrada para auxiliar no ganho de tensão. Visando simplicidade, uso reduzido de componentes e elevado rendimento, boa parte dessas propostas podem ser descartadas.

Dessa maneira, uma ideia atrativa seria o uso de um conversor tradicional em ponte completa, que possui isolamento e poucos elementos, utilizando uma relação de transformação elevada para garantir o ganho de tensão necessário e eliminar os problemas relacionados ao risco de choque elétrico e de corrente de fuga. Como já mencionado no Capítulo 2, a tecnologia atual de chaves para esta topologia e aplicação permite que as perdas, tanto de comutação, como em condução, sejam bastante reduzidas. Além disso, as tecnologias disponíveis de núcleos magnéticos, como é o caso dos nanocristalinos, permitem que a relação de transformação seja elevada, com alta densidade de potência e elevado rendimento.

O conversor em ponte completa pode ser alimentado em tensão ou em corrente. Em corrente, há o uso de um indutor na entrada, reduzindo a ondulação e aumentando o ganho de tensão por ter característica de *boost* e, assim, a relação de transformação necessária seria

reduzida. O grande problema é que o rendimento é penalizado, pois essa topologia utilizará um indutor adicional na entrada. Na alimentação em tensão, o transformador será responsável por todo o ganho de tensão, acarretando em uma relação bastante elevada. Desse modo, como a tensão no primário é baixa, o uso de transistores com baixa resistência em condução faz com que grande parte das perdas esteja associada ao transformador. Assim, se o transformador utilizado possuir perdas reduzidas, o conversor terá elevado ganho de tensão e alto rendimento. A vantagem desta topologia é que não há uso de elementos adicionais para elevar o ganho e, principalmente, porque a modulação utilizada pode ser do tipo PWM *phase-shift*, onde os sinais de comando das chaves diagonais, que conduzem simultaneamente, terão uma pequena defasagem temporal. O uso dessa defasagem faz com que exista ZVS no acionamento das chaves em certa faixa de operação (VÄISANEN, 2012). Além disso, a indutância de dispersão tem papel importante para que o conversor opere com ZVS, ou seja, mesmo sendo responsável por causar *spikes* de tensão no primário e no secundário do conversor, ela também acaba sendo aproveitada positivamente, como será mostrado posteriormente.

Outra possibilidade seria utilizar um dobrador de tensão na saída do conversor, sem o uso de indutor adicional na entrada. O uso adicional de capacitores ao invés de indutores tende a penalizar menos o rendimento, pois elementos magnéticos impactam muito mais nas perdas em condução de um conversor. Dessa maneira, a tensão poderia ser dobrada na saída, reduzindo a relação de transformação necessária. O grande problema é que o circuito dobrador capacitivo grampeia no dobro da tensão fornecida pelo secundário do transformador e, dessa maneira, o controle e a regulagem da tensão de saída ficam comprometidos (VÄISANEN, 2012).

Assim, constata-se que a escolha por um conversor CC-CC em ponte completa, alimentado em tensão, com modulação PWM *phase-shift*, conforme apresentado na Figura 3.2, é bastante apropriada para a aplicação deste trabalho.

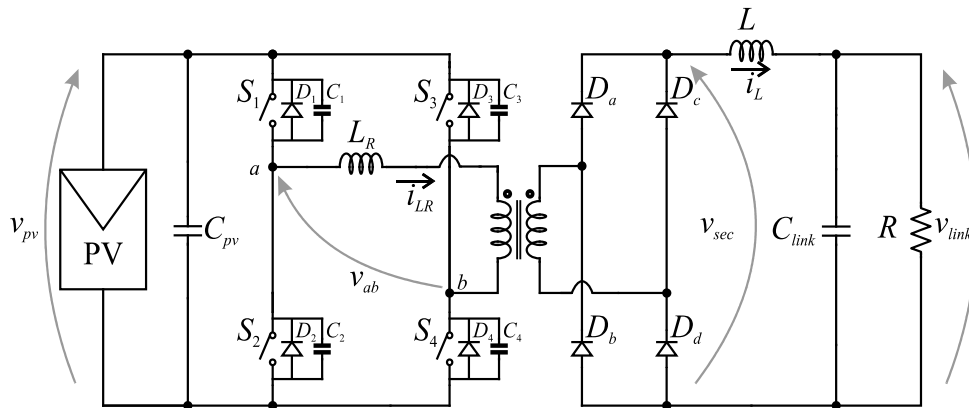
### 3.3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC

#### 3.3.1 Introdução

O conversor empregado é apresentado na Figura 3.2. A topologia é constituída de um estágio inversor em ponte completa, alimentado pelo módulo fotovoltaico (onde, na análise individual desse conversor, será substituída por uma fonte de tensão constante denominada  $V_{in}$ ), um estágio isolador com um transformador de alta frequência, um estágio retificador em ponte

completa a diodos e um filtro  $LC$  passa-baixas. Emprega-se a modulação PWM por deslocamento de fase (*phase-shift*), que garante comutações com tensão nula.

Figura 3.2 – Conversor CC-CC em Ponte Completa Modulado por Deslocamento de Fase com Comutação sob Zero de Tensão (ZVS-PSM-FB).



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

O estágio do inversor é constituído por quatro chaves semicondutoras controladas ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ), apresentando quatro diodos ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ ) e quatro capacitores ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ ) em paralelo. O emprego de MOSFETs garante que as próprias capacitâncias e diodos intrínsecos do dispositivo possam ser utilizados, eliminando a necessidade de componentes adicionais. O estágio seguinte é composto pelo transformador para isolamento galvânica em alta frequência e elevada relação de transformação, além dos diodos retificadores no secundário do transformador. O transformador será responsável pelo aumento da tensão da entrada para a conexão com o *link* CC, além do isolamento já citado, enquanto que o indutor ressonante (em alguns casos, é utilizada apenas a própria indutância de dispersão do transformador) possui papel importante no processo de carga e descarga das capacitâncias intrínsecas dos transistores, garantindo comutação sob tensão nula. Por fim, o último estágio é o filtro  $LC$  de saída, juntamente com uma resistência que representa a carga do conversor (modelando a potência drenada pelo estágio CC-CA).

Nessa modulação, todas as chaves semicondutoras operam idealmente com razão cíclica fixa de 50%, com a defasagem dos sinais de *gate* aplicados aos pares ( $S_1$ ,  $S_4$ ) e ( $S_2$ ,  $S_3$ ), como é possível verificar nas formas de onda da Figura 3.3. Na prática, o valor da razão cíclica é levemente inferior a 50% devido ao tempo morto requerido entre as chaves do mesmo braço. No período de tempo morto ocorre o processo ressonante de carga e descarga das capacitâncias intrínsecas das chaves de um braço. O inversor aplica três níveis de tensão ao primário do

transformador: (i)  $V_{in}$ , quando os semicondutores  $S_1$  e  $S_4$  estão em condução simultânea; (ii) zero, quando os transistores  $S_1$  e  $S_3$  ou  $S_2$  e  $S_4$  estão em condução simultânea; e (iii)  $-V_{in}$ , quando  $S_2$  e  $S_3$  estão em condução simultânea. O período em que os transistores diagonais conduzem simultaneamente ( $S_1$  e  $S_4$  ou  $S_2$  e  $S_3$ ) representa a razão cíclica efetiva de operação do conversor, ou seja, quanto maior a defasagem entre os pulsos, menor é essa razão cíclica. Por fim, a onda quadrada de alta frequência aplicada ao primário do transformador,  $v_{ab}$ , é retificada pela ponte de diodos no secundário,  $v_{sec}$ , e resultará em uma tensão contínua,  $v_{link}$ , com pequena ondulação na saída do conversor devido ao filtro passa-baixas.

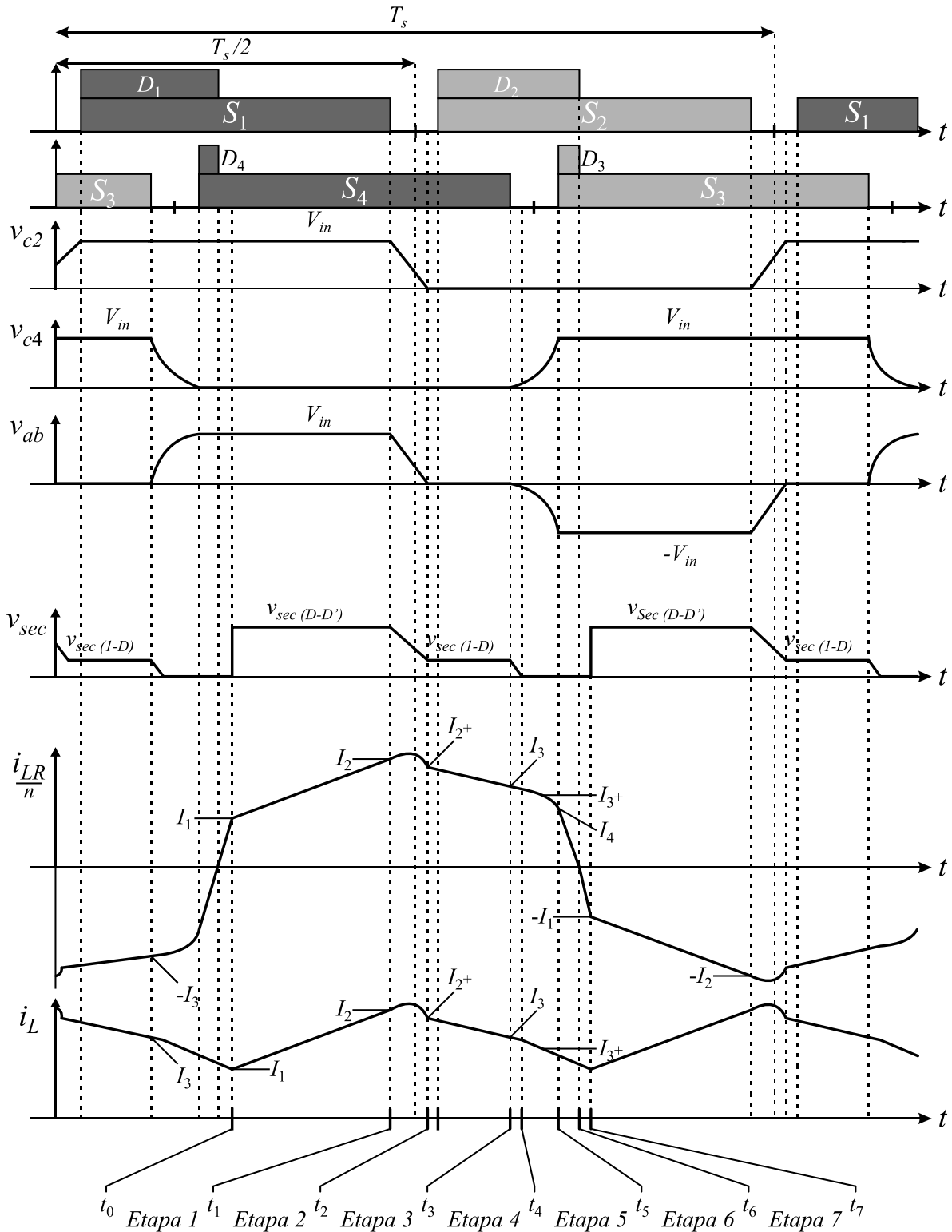
### 3.3.2 Princípio de operação do conversor CC-CC

A análise da operação do conversor CC-CC, em regime permanente e operando em CCM, é realizada a partir das seguintes considerações:

- Os componentes utilizados no conversor são ideais;
- A indutância de magnetização do transformador é muito maior do que a sua indutância de dispersão, podendo, a primeira, ter seu efeito desprezado na análise;
- A tensão de saída é constante em um período de comutação, portanto, o resistor  $R$  e o capacitor  $C_{link}$  serão substituídos por uma tensão de tensão denominada  $V_{link}$ ;
- Para facilitar a análise, o módulo PV e o capacitor  $C_{pv}$  são substituídos por uma fonte de tensão ideal, cuja tensão de entrada é constante e será denominada  $V_{in}$ .

As variáveis a serem analisadas para demonstrar a operação do conversor serão a tensão  $v_{ab}$ , aplicada ao primário do transformador, a tensão  $v_{sec}$ , medida no secundário do transformador (após a retificação), a corrente  $i_{LR}$ , medida no indutor ressonante, e a corrente  $i_L$ , medida no indutor de filtro. Essa topologia possui quatorze etapas de operação, sendo que apenas metade das etapas serão analisadas e representadas graficamente, uma vez que as demais etapas são complementares. Na Figura 3.3, são mostradas as principais formas de onda do conversor, a saber: sinais de acionamento das chaves semicondutoras, tensão sobre as chaves semicondutoras  $S_2$  e  $S_4$ , tensão no primário,  $v_{ab}$ , tensão no secundário,  $v_{sec}$ , e correntes no indutor ressonante,  $i_{LR}$ , e indutor de filtro,  $i_L$ .

Figura 3.3 – Formas de onda características do conversor CC-CC.



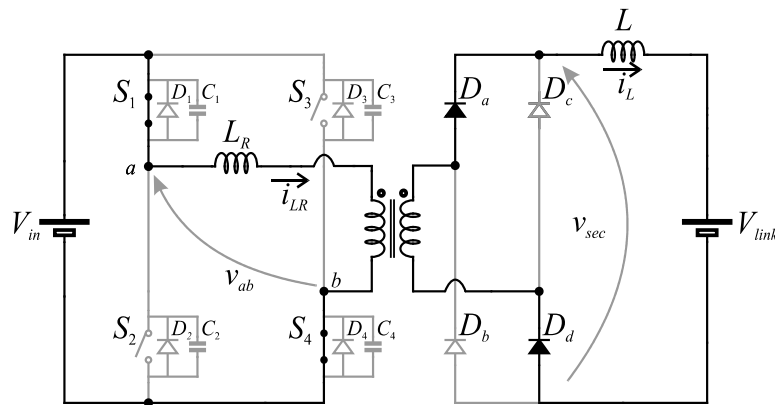
Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).



- *Etapa 1:* ( $t_0 \leq t \leq t_1$  ou  $(D - \Delta D)T_s/2$ )

Nessa etapa os transistores  $S_1$  e  $S_4$  estão acionados, conduzindo uma corrente igual à corrente no indutor de filtro refletida ao primário. A tensão aplicada no primário do transformador,  $v_{ab}$ , é igual à tensão de entrada,  $V_{in}$ , enquanto que no secundário é aplicada a diferença entre a tensão de entrada, refletida pela relação de transformação, e a tensão no indutor ressonante,  $v_{LR}$ . Os diodos  $D_a$  e  $D_d$  estão conduzindo, conforme mostra a Figura 3.4. Assim, nessa etapa há transferência de potência direta da entrada para a saída do conversor. A Tabela 3.1 mostra as suas condições iniciais.

Figura 3.4 – Etapa 1: transferência direta de potência da entrada para a saída.



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

Tabela 3.1 – Condições iniciais da Etapa 1.

$v_{c1}(t_0) = v_{c4}(t_0) = 0$
$v_{c2}(t_0) = v_{c3}(t_0) = V_{in}$
$i_L(t_0) = \frac{i_{LR}}{n}(t_0) = I_1$
$v_{ab}(t_0) = V_{in}$
$v_{sec}(t_0) = 0$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Considerando que a relação de transformação é  $n = n_2/n_1$ , as equações que regem o comportamento do conversor nesta etapa são as seguintes:

$$i_L(t) = \frac{i_{LR}(t)}{n} = I_1 + \frac{nV_{in} - V_{link}}{L + n^2 L_R} t, \quad (3.1)$$

$$v_{sec}(t) = nV_{in} - v_{LR}, \quad (3.2)$$

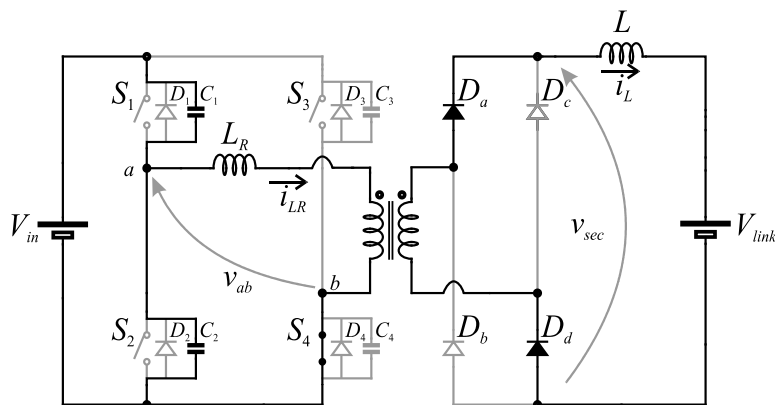
$$v_{LR}(t) = \frac{n^2 L_R}{L + n^2 L_R} (nV_{in} - V_{link}). \quad (3.3)$$

As demais tensões, no primário e nos capacitores, que foram definidas nas condições iniciais, continuam com os mesmos valores até o término dessa etapa, que ocorre quando o transistor  $S_1$  é desligado.

• *Etapa 2: ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )*

Essa etapa se inicia com o desligamento do transistor  $S_1$ . Dessa maneira, a corrente que circulava por essa chave circulará agora pelo seu capacitor intrínseco e, dessa maneira, ele será carregado até atingir a tensão de entrada. Devido a isso, a capacitância intrínseca da chave  $S_2$ , que estava carregada com a tensão de entrada na etapa anterior, será descarregada até atingir 0 V. Assim, a tensão  $v_{ab}$  também sofrerá um decréscimo até atingir a tensão nula. O indutor de filtro e indutor ressonante irão ressonar com os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  durante esse processo de carga e descarga. A Figura 3.5 mostra a operação do conversor durante esse curto período de tempo. Assim, constata-se que os diodos  $D_b$  e  $D_c$  seguem bloqueados. A Tabela 3.2 mostra as condições iniciais dessa etapa.

Figura 3.5 – Etapa 2: período de ressonância.



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

Tabela 3.2 – Condições iniciais da Etapa 2.

$$\begin{array}{c}
\hline
v_{c1}(t_1) = v_{c4}(t_1) = 0 \\
\hline
v_{c2}(t_1) = v_{c3}(t_1) = V_{in} \\
\hline
i_L(t_1) = \frac{i_{LR}}{n}(t_1) = I_2 \\
\hline
v_{ab}(t_1) = V_{in} \\
\hline
v_{sec}(t_1) = nV_{in} - v_{LR} \\
\hline
\end{array}$$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As principais equações para essa etapa são mostradas abaixo, considerando que a tensão no primário é igual à tensão dos capacitores envolvidos no processo de ressonância:

$$V_{in} = v_{c1}(t) + v_{c2}(t), \quad (3.4)$$

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) + ni_L(t). \quad (3.5)$$

Em (ZANATTA, 2006), a análise é feita de maneira mais detalhada. É demonstrado como se obter a frequência angular de ressonância e a impedância do tanque ressonante para essa etapa, definidas por (3.6) e (3.7), respectivamente.

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{n^2}{(C_1 + C_2)(L + n^2 L_R)}}, \quad (3.6)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{n^2 (L + n^2 L_R)}{(C_1 + C_2)}}. \quad (3.7)$$

Assim, as correntes e tensões dessa etapa serão:

$$i_L(t) = \frac{i_{LR}(t)}{n} = I_2 \cos(\omega_2 t) + \frac{nV_{in} - V_{link}}{Z_2} \sin(\omega_2 t), \quad (3.8)$$

$$v_{c3}(t) = \frac{V_{link}}{n} (1 - \cos(\omega_2 t)) + V_{in} \cos(\omega_2 t) - \frac{Z_2 I_2}{n} \sin(\omega_2 t). \quad (3.9)$$

E também:

$$v_{sec}(t) = nv_{c2}(t) - v_{LR}(t), \quad (3.10)$$

$$v_{LR}(t) = \frac{n^2 L_R}{(L + n^2 L_R)} n v_{c2}(t) - V_{link}. \quad (3.11)$$

Essa etapa será encerrada quando o capacitor  $C_2$  for totalmente descarregado. Em (ZANATTA, 2006), utilizando um plano de fase, traçado para a tensão em  $C_2$  e a corrente no indutor de filtro, além de (3.8) e (3.9), define-se uma corrente mínima do indutor ressonante, no instante  $t_1$ , para que o capacitor seja descarregado, calculado como

$$i_{LR}(t_1) \geq \frac{n^2}{Z_2} \sqrt{V_{in} \left( \frac{2V_{link}}{n} - V_{in} \right)}. \quad (3.12)$$

Assim, a equação do tempo envolvido, em função da condição inicial da corrente no indutor ressonante, é dada por

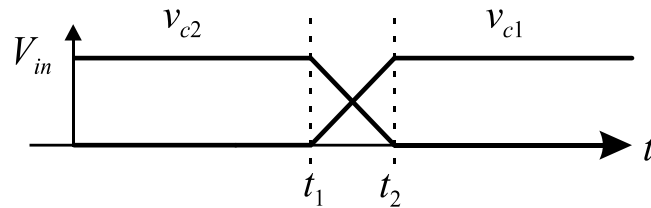
$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_2} \arcsen \left( \frac{-V_{link}/n}{\sqrt{\left( V_{in} - V_{link}/n \right)^2 + \left( \frac{-Z_2 i_{LR}(t_1)}{n^2} \right)^2}} \right) - \frac{1}{\omega_2} \arctg \left( \frac{V_{in} - V_{link}/n}{\frac{-Z_2 i_{LR}(t_1)}{n^2}} \right). \quad (3.13)$$

Nessa etapa, a energia para a carga e a descarga dos capacitores é fornecida não apenas pelo indutor ressonante, mas também pelo indutor de filtro. Como a energia armazenada pelo indutor de filtro é muito superior ao indutor ressonante e, conseqüentemente, muito maior do que o necessário para a carga e descarga dos capacitores, a análise pode ser simplificada, assumindo que a carga e a descarga ocorrem de maneira linear, com metade da corrente de pico do primário, uma vez que os dois capacitores estão efetivamente em paralelo, possuindo impedâncias iguais. Dessa maneira, em (USLU, 2006) foi definido, a partir dessa consideração, que o tempo entre o desligamento de  $S_1$  e o acionamento de  $S_2$  (tempo morto entre as chaves, quando ocorre efetivamente a ressonância) deve ser igual ou superior a

$$\delta_L = \frac{(C_1 + C_2) V_{in}}{i_{p,pk}}, \quad (3.14)$$

onde  $i_{p,pk}$  é a corrente de pico no primário. Esse processo linear, assim como o tempo resultante, pode ser visualizado através da Figura 3.6.

Figura 3.6 – Processo de carga e descarga linear de  $C_1$  e  $C_2$ .

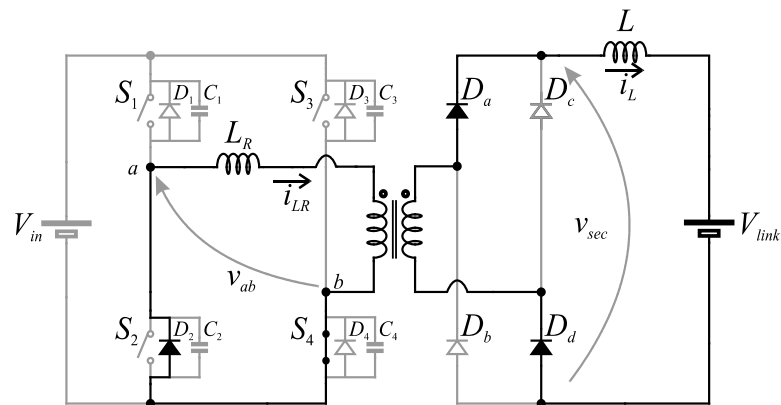


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

- *Etapa 3:* ( $t_2 \leq t \leq t_3$  ou  $(1 - D)T_s/2$ )

Essa etapa tem início quando a tensão no capacitor  $C_2$  atinge 0 V. Nesse momento, o diodo em antiparalelo com a chave  $S_2$  entra em condução, assumindo a corrente do primário (corrente do indutor de filtro refletida ao primário do transformador). Nessa etapa, o transistor  $S_2$  pode ser acionado com tensão nula, satisfazendo a condição de ZVS. A tensão aplicada no primário é nula, formando um estágio de roda-livre através do diodo  $D_2$  e do transistor  $S_4$ , conforme pode ser visto na Figura 3.7. A Tabela 3.3 mostra as condições iniciais dessa etapa.

Figura 3.7 – Etapa 3: roda-livre através de  $D_2$  e de  $S_4$ .



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

Tabela 3.3 – Condições iniciais da Etapa 3.

$$\begin{array}{c}
\hline
v_{c1}(t_2) = v_{c3}(t_2) = V_{in} \\
\hline
v_{c2}(t_2) = v_{c4}(t_2) = 0 \\
\hline
i_L(t_2) = \frac{i_{LR}(t_2)}{n} = I_{2+} \\
\hline
v_{ab}(t_2) = 0 \\
\hline
v_{sec}(t_2) = v_{LR}(t_2) \\
\hline
\end{array}$$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As principais equações que modelam essa etapa são mostradas a seguir, considerando que a tensão  $v_{ab}$  segue nula durante esse período.

$$i_L(t) = \frac{i_{LR}(t)}{n} = I_{2+} + \frac{-V_{link}}{(L + n^2 L_R)} t, \quad (3.15)$$

$$v_{sec}(t) = v_{LR}(t) = \frac{n^2 L_R}{(L + n^2 L_R)} V_{link}, \quad (3.16)$$

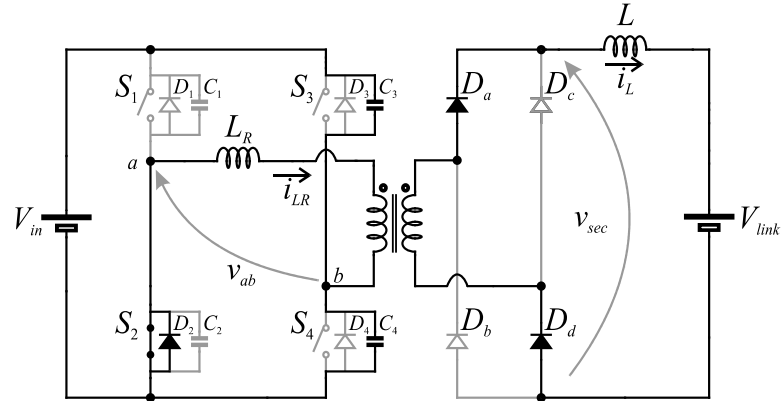
$$v_L(t) = \frac{L}{(L + n^2 L_R)} (-V_{link}). \quad (3.17)$$

Essa etapa é encerrada quando  $S_4$  é desligado.

- *Etapa 4:* ( $t_3 \leq t \leq t_4$ )

Essa etapa se inicia com o desligamento de  $S_4$ . Dessa maneira, o capacitor intrínseco desse transistor será carregado ao assumir a corrente do primário. Consequentemente, a sua tensão cresce a partir de 0 V. Desse modo, a tensão no capacitor  $C_3$  começará a decair, também de maneira ressonante, a partir da tensão de entrada. Assim, a tensão no secundário do transformador começará a decair até atingir o nível zero, polarizando diretamente os diodos que não estavam em condução até o momento ( $D_b$  e  $D_c$ ), encerrando essa etapa. Esta etapa ocorre em um período bastante reduzido, praticamente desprezível, pois se inicia com a tensão  $v_{sec}$  com valor quase nulo. A Tabela 3.4 mostra as condições iniciais dessa etapa, enquanto a Figura 3.8 mostra a configuração do circuito do conversor.

Figura 3.8 – Etapa 4: período de ressonância com o indutor de filtro.



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

Tabela 3.4 – Condições iniciais da Etapa 4.

$v_{c1}(t_3) = v_{c3}(t_3) = V_{in}$
$v_{c2}(t_3) = v_{c4}(t_3) = 0$
$i_L(t_3) = \frac{i_{LR}}{n}(t_3) = I_3$
$v_{ab}(t_3) = 0$
$v_{sec}(t_3) = v_{LR}(t_3)$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As principais equações que regem o comportamento do conversor durante esta etapa são apresentadas abaixo:

$$V_{in} = v_{c3}(t) + v_{c4}(t), \quad (3.18)$$

$$i_{c4}(t) = i_{c3}(t) + ni_L(t), \quad (3.19)$$

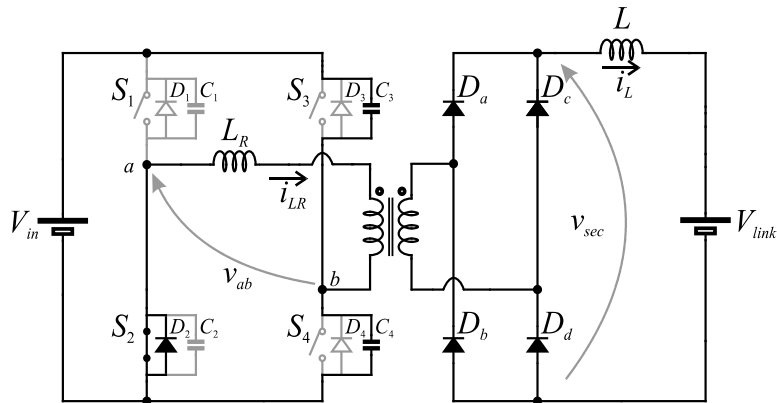
$$v_{sec}(t) = nv_{c4} - \frac{n^2 L_R}{L + n^2 L_R} (-nv_{c4} - V_{link}). \quad (3.20)$$

- Etapa 5: ( $t_4 \leq t \leq t_5$ )

Nessa etapa, com a polarização dos diodos da ponte retificadora que não estavam em condução, a ponte passa a operar em curto-circuito, conforme mostra a Figura 3.9. A tensão sobre o capacitor  $C_4$  seguirá crescendo, de maneira ressonante, até atingir a tensão de entrada.

Assim, o capacitor  $C_3$  segue se descarregando até atingir a tensão nula. A Tabela 3.5 mostra as condições iniciais dessa etapa.

Figura 3.9 – Etapa 5: período de ressonância sem o indutor de filtro.



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

Tabela 3.5 – Condições iniciais da Etapa 5.

$v_{c1}(t_4) = V_{in}$
$v_{c2}(t_4) = 0$
$v_{c3}(t_4) = V_{in} - v_{LR}(t_4)$
$v_{c4}(t_4) = -v_{ab}(t_4) = v_{LR}(t_4)$
$i_L(t_4) = \frac{i_{LR}(t_4)}{n} = I_{3+}$
$v_{sec}(t_4) = 0$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As principais equações dessa etapa são mostradas abaixo:

$$V_{in} = v_{c3}(t) + v_{c4}(t), \quad (3.21)$$

$$i_{c4}(t) = i_{c3}(t) + i_{LR}(t), \quad (3.22)$$

$$i_L(t) = i_L(t_4) - \frac{V_{link}}{L}t. \quad (3.23)$$

A diferença agora é que, como existe um curto-circuito na ponte de diodos, a corrente do indutor de filtro não contribui mais para essa etapa ressonante dos capacitores e, por isso, a energia total para essa finalidade é fornecida apenas pelo indutor ressonante. Em (ZANATTA, 2006) é



realizada uma análise mais detalhada, onde se obtém a impedância do tanque ressonante e a frequência angular relativa a esta etapa:

$$\omega_5 = \sqrt{\frac{n^2}{(C_3 + C_4)L_R}}, \quad (3.24)$$

$$Z_5 = \sqrt{\frac{L_R}{(C_3 + C_4)}}. \quad (3.25)$$

Assim, a corrente através do indutor ressonante e a tensão sobre o capacitor  $C_4$  serão

$$i_{LR}(t) = -\frac{v_{c4}(t_4)}{Z_5} \text{sen}(\omega_5 t) + i_{LR}(t_4) \text{cos}(\omega_5 t), \quad (3.26)$$

$$v_{c4}(t) = v_{c4}(t_4) \text{cos}(\omega_5 t) + Z_5 i_{LR}(t_4) \text{sen}(\omega_5 t). \quad (3.27)$$

Segundo a análise realizada em (USLU, 2006), considera-se que a tensão no capacitor  $C_4$  crescerá a partir de 0 V até atingir a tensão de entrada, demandando em torno de 25% do período ressonante,  $T_R$ .

Dessa maneira, para ter a condição de ZVS, o tempo morto entre os transistores  $S_3$  e  $S_4$  deverá ser igual ou maior que:

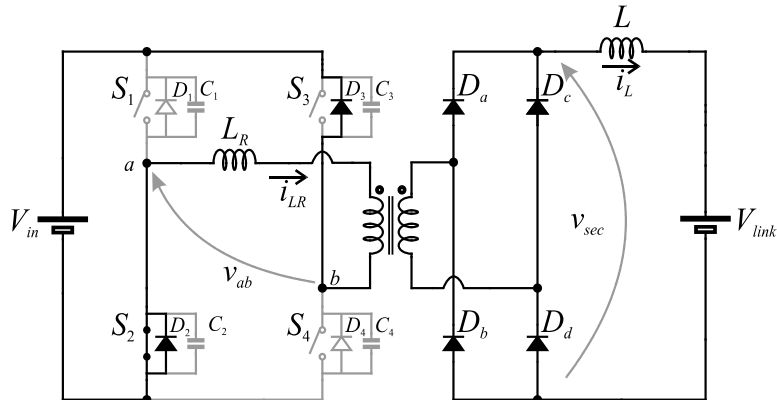
$$t_d = \frac{T_R}{4} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_R(C_3 + C_4)}. \quad (3.28)$$

Essa etapa é encerrada quando a tensão no capacitor  $C_4$  atingir a tensão de entrada, ou então quando ocorrer o acionamento de  $S_3$ . Para o caso de encerrar com a carga total do capacitor  $C_4$ , será possível obter-se ZVS, caso contrário, a energia do indutor ressonante não será suficiente para o processo de carga e descarga ressonante dos capacitores e, dessa maneira, o transistor  $S_3$  entrará em condução sob tensão (apesar de reduzida).

- *Etapa 6:* ( $t_5 \leq t \leq t_6$  ou  $\Delta DT_s/2$ )

Nessa etapa, os diodos da ponte retificadora seguem em condução, ou seja, continuam formando um curto-circuito no secundário. Quando o capacitor  $C_4$  termina de ser carregado, o diodo  $D_3$  entra em condução, como mostra a Figura 3.10. Durante esse período, o transistor  $S_3$  deve ser acionado, obtendo-se a condição de ZVS. A tensão de entrada, de maneira reversa, está sendo aplicada no indutor ressonante, causando uma queda linear da corrente no primário. A Tabela 3.6 mostra as condições iniciais dessa etapa.

Figura 3.10 – Etapa 6: inversão da corrente no primário.



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

Tabela 3.6 – Condições iniciais da Etapa 6.

$v_{c1}(t_5) = v_{c4}(t_5) = V_{in}$
$v_{c2}(t_5) = v_{c3}(t_5) = 0$
$i_{LR}(t_5) = I_4$
$v_{ab}(t_5) = -V_{in}$
$v_{sec}(t_5) = 0$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Considerando que a tensão no primário continuará sendo igual a tensão de entrada, de maneira reversa, e que a tensão no secundário continuará sendo nula, assim como as tensões nos capacitores permanecem as mesmas das condições iniciais, as correntes nos indutores ressonante (corrente no primário) e indutor de filtro são apresentadas em (3.29) e (3.30).

$$i_{LR}(t) = I_4 - \frac{V_{in}}{L_R} t, \quad (3.29)$$

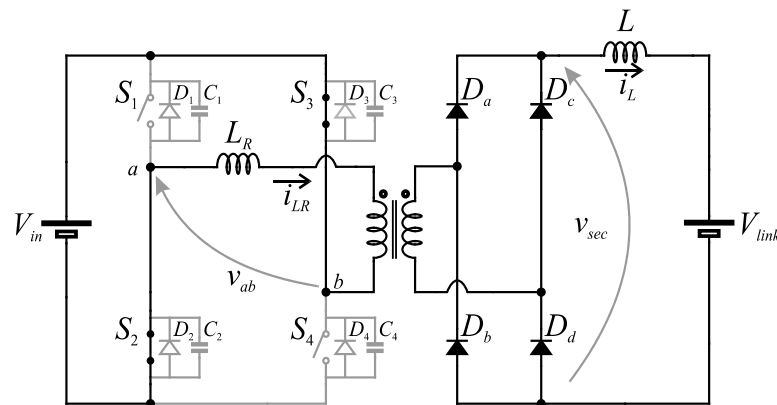
$$i_L(t) = i_L(t_5) - \frac{V_{link}}{L} t. \quad (3.30)$$

Essa etapa é encerrada quando a corrente do indutor ressonante (corrente no primário) atingir 0 A.

- *Etapa 7: ( $t_6 \leq t \leq t_7$  ou  $\Delta DT_s/2$ )*

Nessa etapa, os diodos da ponte retificadora continuam em curto-circuito. A tensão de entrada, de maneira reversa, continua sendo aplicada ao indutor ressonante, dessa vez através das chaves  $S_2$  e  $S_3$ , uma vez que a corrente no primário inverteu seu sentido após o cruzamento por 0 A. A corrente  $i_{LR}$  continuará decaindo linearmente até se igualar à corrente do indutor de filtro refletida ao primário, encerrando essa etapa. A Tabela 3.7 mostra as condições iniciais dessa etapa. A Figura 3.11 mostra a configuração do conversor.

Figura 3.11 – Etapa 7: circulação de corrente negativa no primário.



Fonte: Adaptado de (ZANATTA, 2006).

Tabela 3.7 – Condições iniciais da Etapa 7.

$v_{c1}(t_6) = v_{c4}(t_6) = V_{in}$
$v_{c2}(t_6) = v_{c3}(t_6) = 0$
$i_{LR}(t_6) = 0$
$v_{ab}(t_6) = -V_{in}$
$v_{sec}(t_6) = 0$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Assim, a tensão no primário continuará sendo a tensão de entrada, de maneira reversa, e a tensão no secundário continuará sendo nula, além das tensões nos capacitores continuarem iguais às que são apresentadas nas condições iniciais. Como citado anteriormente, esta é a última etapa de operação a ser analisada, pois as demais são complementares.

As equações para as correntes no indutor ressonante e indutor de filtro são apresentadas em (3.31) e (3.32) .

$$i_{LR}(t) = -\frac{V_{in}}{L_R}t, \quad (3.31)$$

$$i_L(t) = i_L(t_6) - \frac{V_{link}}{L}t. \quad (3.32)$$

### 3.3.3 Especificações do módulo fotovoltaico e circuito equivalente

Antes de realizar a definição dos principais parâmetros do conversor, é necessário definir um modelo de módulo fotovoltaico a ser utilizado, obtendo as especificações quanto à tensão e corrente mediante às variações de irradiância e de temperatura. O modelo escolhido foi o KC200GT, da empresa Kyocera. As principais especificações, obtidas através da folha de dados do fabricante em (KYOCERA, 2009), são listadas na Tabela 3.8 para a condição padrão de ensaio (1000 W/m<sup>2</sup>, 25 °C e AM (*Air Mass* – massa de ar) 1,5).

Tabela 3.8 – Principais especificações do módulo fotovoltaico.

Potência máxima	Tensão de máxima potência	Corrente de máxima potência	Tensão de circuito aberto	Corrente de curto-circuito
200 W	26,30 V	7,61 A	32,90 V	8,21 A

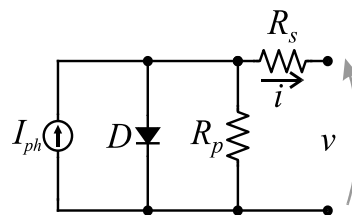
Fonte: (KYOCERA, 2009).

Além desses valores, é muito importante ter acesso às curvas do gráfico que relacionam a corrente *versus* a tensão, para variações de tensão e temperatura, além das curvas do gráfico potência *versus* tensão, para variações de irradiância. Essas curvas são fornecidas pelo fabricante. No entanto, apenas os valores no ponto de máxima potência, de 200 W, são disponibilizados. Para ter acesso ao restante dos valores e traçar as curvas em um *software* matemático, é necessário recorrer ao circuito elétrico equivalente de um módulo, mostrado na Figura 3.12.

Nesse circuito, a fonte de corrente representa a fotocorrente, variável calculada a partir de fatores como temperatura e irradiação solar, sendo utilizada no cálculo da corrente fornecida pelo módulo,  $i$ . A variável  $v$  é a tensão resultante nos terminais do módulo. As resistências paralela e série,  $R_p$  e  $R_s$ , respectivamente, representam as não idealidades do módulo, de modo a tornar o modelo mais preciso. Com o auxílio da Figura 3.13, é possível entender melhor o uso

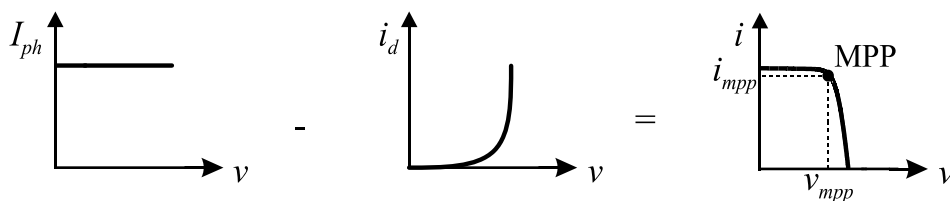
do diodo no circuito equivalente. É possível verificar que a sua utilização, em antiparalelo com a fonte  $I_{ph}$ , proporciona a característica de não-linearidade da corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico. O ponto MPP é apresentado em torno do “joelho” da curva, onde  $i_{mpp}$  e  $v_{mpp}$  correspondem aos pontos de corrente e tensão de máxima potência, respectivamente. Este ponto possui posição variável, de acordo com o nível de irradiância, e a inclinação da curva é utilizada para definição das resistências que compõem o modelo do módulo fotovoltaico.

Figura 3.12 – Circuito equivalente de um módulo PV.



Fonte: Adaptado de (CASARO; MARTINS, 2008).

Figura 3.13 – Curva característica de um módulo PV a partir de  $I_{ph}$  e  $i_d$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

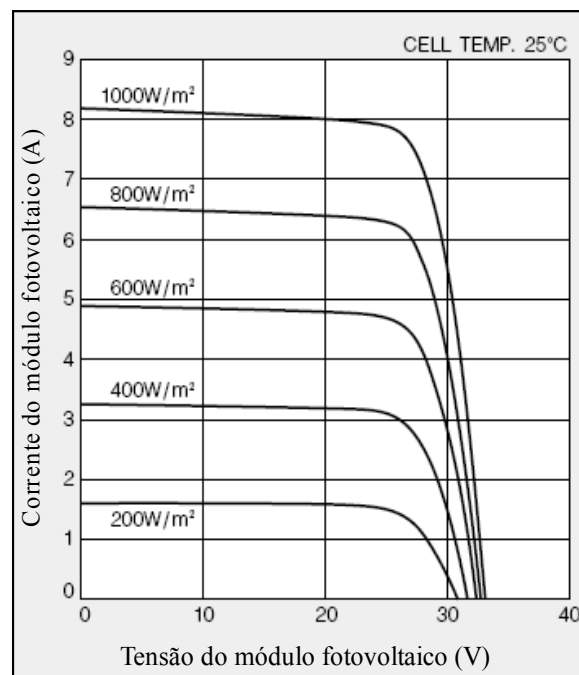
As equações e variáveis analisadas para obter as curvas desejadas podem ser encontradas em (CASARO; MARTINS, 2008). Estas equações serão empregadas no programa utilizado para a geração de gráficos. Para isso, é necessário fazer o ajuste das resistências parasitas já citadas, partindo dos valores recomendados em (GRUNOW et al., 2004), que são os seguintes:

- $\eta = 1,2$  (fator de qualidade da junção p-n);
- $R_p < 10 \text{ m}\Omega$ ;
- $R_s < 20 \Omega$ .

O valor da resistência série interfere na inclinação da curva corrente *versus* tensão, próximo e após o ponto de máxima potência, onde o módulo começa a ter comportamento semelhante ao de fonte de tensão. A resistência paralela regula a inclinação da curva antes do ponto de máxima potência, onde o módulo passa a ter comportamento semelhante ao de fonte de

corrente. Essas resistências são ajustadas até que a curva atinja os valores de tensão e corrente no ponto de máxima potência, considerando as condições padronizadas de teste (STC – *Standard Test Conditions*), como a temperatura ambiente de 25 °C e a irradiância solar de 1000 W/m<sup>2</sup>. Antes de apresentar os resultados do processo de modelagem, a curva corrente *versus* tensão, obtida em (KYOCERA, 2009), é apresentada na Figura 3.14, de modo que ela possa ser comparada com as imagens geradas via *software*.

Figura 3.14 – Curva real da corrente *versus* tensão do módulo fotovoltaico.

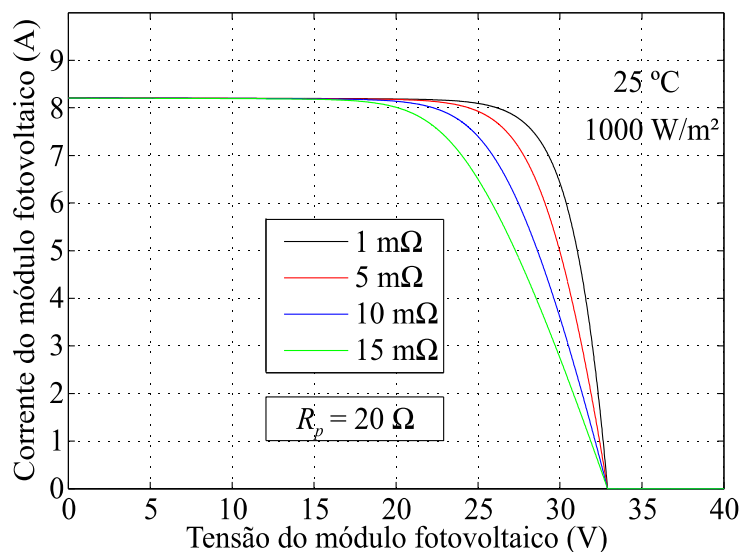


Fonte: Adaptado de (KYOCERA, 2009).

Para realizar o ajuste das resistências, é utilizado o *software* MATLAB, onde a curva corrente *versus* tensão é gerada primeiramente utilizando uma resistência paralela fixa de 20  $\Omega$ , enquanto que a resistência série é variada de 1 m $\Omega$  até 15 m $\Omega$ . O resultado obtido é mostrado na Figura 3.15.

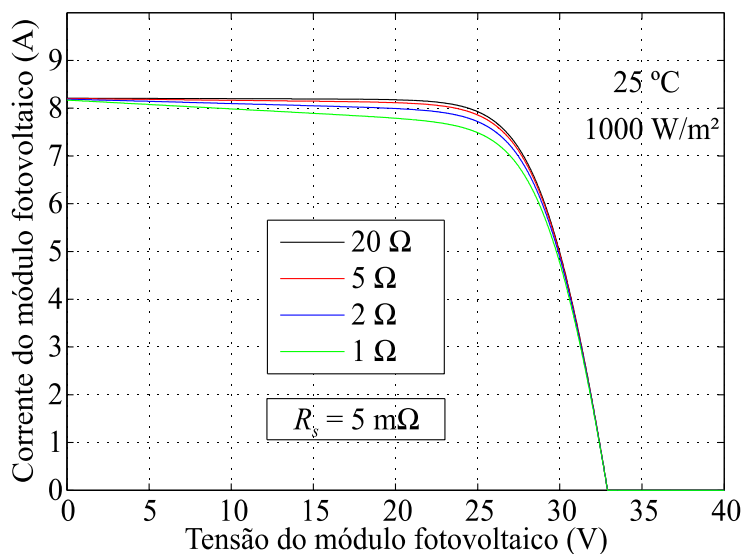
Diante do resultado obtido é possível constatar que, através da comparação com a Figura 3.14, a curva mais adequada, onde a inclinação a partir do MPP é mais semelhante à da curva fornecida pelo fabricante, foi obtida para  $R_s = 5$  m $\Omega$ . Após isso, utilizando a resistência série obtida, a resistência paralela é reduzida a partir de 20  $\Omega$ , de modo que a potência de 200 W seja atingida, verificando os níveis de tensão e corrente. A Figura 3.16 mostra essa curva.

Figura 3.15 – Curva da corrente *versus* tensão para diferentes valores de  $R_s$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

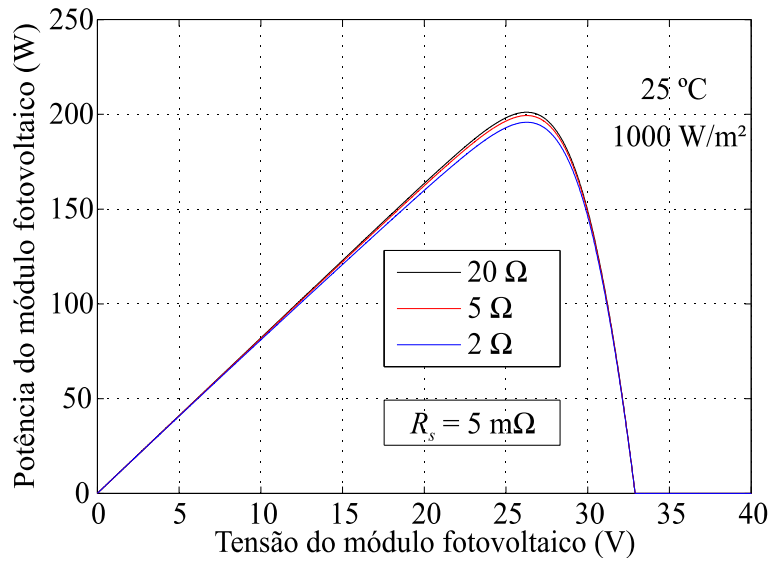
Figura 3.16 – Curva da corrente *versus* tensão para diferentes valores de  $R_p$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O gráfico da curva potência *versus* tensão é apresentado na Figura 3.17. Os resultados obtidos mostram que um valor próximo de  $5 \Omega$  é o ideal para  $R_p$ . Com o auxílio do *software* desenvolvido, foram verificados os valores de máxima potência e os valores de tensão e corrente nesse ponto, realizando pequenos acréscimos no valor dessa resistência. O valor ideal encontrado foi de  $R_p = 7 \Omega$ , onde a potência é de  $200 \text{ W}$ , com uma tensão de  $26,26 \text{ V}$  e uma corrente de  $7,62 \text{ A}$ .

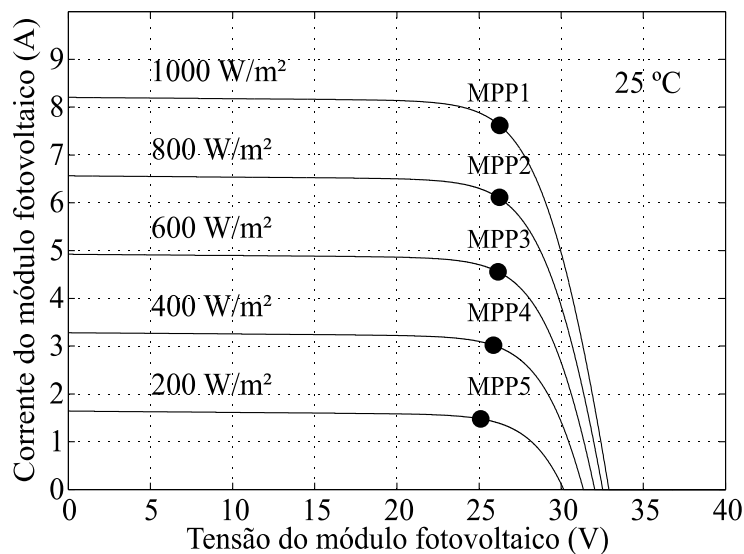
Figura 3.17 – Curva da potência *versus* tensão para diferentes valores de  $R_p$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Com a definição dos valores das resistências, torna-se possível gerar as curvas do gráfico de corrente *versus* tensão para diferentes níveis de irradiância, mantendo a temperatura ambiente constante, além das curvas para diferentes temperaturas, mantendo a irradiância constante. A Figura 3.18 mostra as curvas para o primeiro caso citado, onde a temperatura ambiente é de 25 °C e o MPP de cada curva é indicado.

Figura 3.18 – Curvas de corrente *versus* tensão com seus respectivos MPP para diferentes níveis de irradiância.

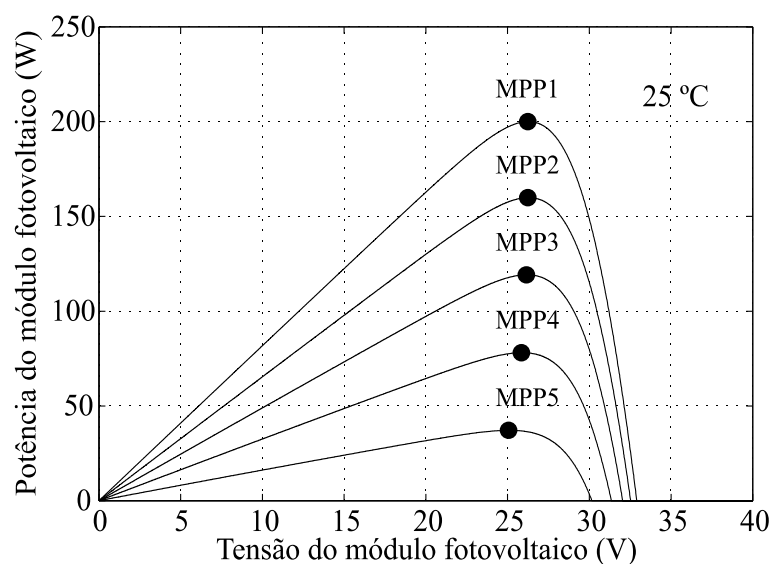


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.



A Figura 3.18 mostra que, sob temperatura constante, mesmo sob grandes variações de irradiância, a tensão nos pontos de máxima potência é pouco alterada, permanecendo em uma faixa estreita de valores. Para se ter ideia dessa pequena variação de tensão, a irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$ , correspondente a uma potência de  $200 \text{ W}$ , possui uma tensão no ponto de MPP de  $26,26 \text{ V}$ , enquanto que, para uma irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$ , correspondente a aproximadamente  $37 \text{ W}$ , a tensão é de  $25,17 \text{ V}$ . Esse comportamento pode ser visualizado de maneira mais clara através da Figura 3.19.

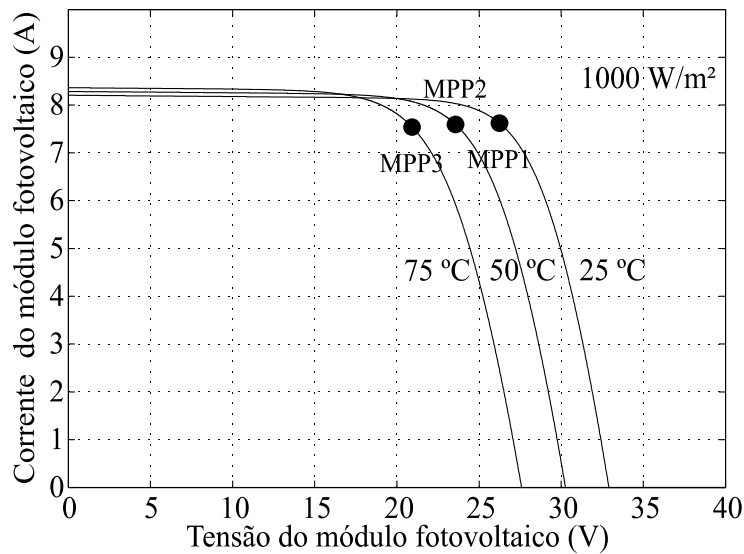
Figura 3.19 – Curvas de potência *versus* tensão com seus respectivos MPP para diferentes níveis de irradiância.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Além disso, é interessante analisar o comportamento das curvas de corrente *versus* tensão para variações de temperatura, mantendo o nível de irradiância constante, em  $1000 \text{ W/m}^2$ , como mostra a Figura 3.20.

Figura 3.20 – Curvas de corrente *versus* tensão com seus respectivos MPP para diferentes temperaturas.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir disso, é possível constatar que a tensão de máxima potência varia muito pouco para alterações nos níveis de irradiância e que essas variações na tensão são mais significativas para mudanças de temperatura. A corrente segue a lógica inversa, sendo praticamente constante para mudanças de temperatura, tendo variações significativas para diferentes níveis de irradiância. Como ao longo de um dia as variações de irradiância são muito mais recorrentes e de intensidades maiores do que as de temperatura, opta-se por regular a tensão do módulo fotovoltaico no algoritmo de MPPT.

Por fim, sabe-se que a máxima tensão possível é a de circuito aberto, enquanto que a mínima estará em torno da tensão de máxima potência para o menor nível de irradiância onde o módulo fotovoltaico ainda forneça energia. Apesar das curvas obtidas terem indicado que a tensão de máxima potência possui redução significativa quando a temperatura é drasticamente elevada, neste trabalho será considerada, na maior parte do tempo, a condição padrão de teste, onde a temperatura é constante. É importante ressaltar que a temperatura da condição padrão de ensaio não corresponde a temperatura real de operação de um módulo. Segundo a folha de dados do fabricante deste módulo, a temperatura nominal de operação da célula (NOTC – *Nominal Operating Temperature Cell*) é de 47 °C. Assim, a tensão de máxima potência e a potência do módulo serão reduzidas. Porém, a condição padrão de teste é estabelecida em laboratório para manter a uniformidade nos padrões de medição dos módulos fotovoltaicos,

criando um padrão mundial de teste. Desse modo, esta circunstância será adotada para o projeto e obtenção dos resultados.

Apesar disso, a condição NOCT é utilizada para avaliar se o microinversor possui capacidade de operar conectado à rede sob esta condição, calculando a tensão resultante no *link* CC a partir da relação de transformação definida. Esta avaliação é feita a partir da descrição do índice de modulação em amplitude, posteriormente apresentado no Capítulo 4. Assim, a tensão mínima de operação, para projeto, será de aproximadamente 25,17 V, cujo valor representa a tensão de máxima potência para a irradiância de 200 W/m<sup>2</sup>. Para a temperatura de 47 °C, esta tensão é de 22,5 V, com uma potência máxima de 33 W.

É importante citar que, na obtenção dos resultados experimentais, a variação de temperatura será emulada, de modo a validar o algoritmo de MPPT. No entanto, esse teste não será realizado para condições de potência muito inferiores à potência nominal (i.e., abaixo de 40% da potência máxima), além de que a temperatura não será variada com degraus de 25 °C, como são apresentadas as curvas da Figura 3.20. A partir dessas conclusões, tendo em vista a definição dos parâmetros deste conversor, pode-se considerar uma tensão mínima do módulo fotovoltaico de 25 V, com uma pequena margem de folga com relação aos 25,17 V citados anteriormente, e uma tensão do *link* CC de 400 V, suficientemente superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica. Como já mencionado, este valor não será fixo, no entanto, considerando a faixa estreita dos valores de tensão para a situação onde a temperatura é constante, pode-se utilizar os 400 V para os cálculos de projeto.

### 3.3.4 Projeto do conversor CC-CC

Antes de definir os principais parâmetros desse conversor, será feita uma breve análise a respeito de seu ganho estático, explicando o conceito da perda de razão cíclica e os fatores que a modificam. Isso será utilizado como base para justificar a operação desse estágio com controle em malha aberta, transferindo a tarefa do MPPT para o inversor e, dessa maneira, não sendo necessário realizar a modelagem do conversor CC-CC.

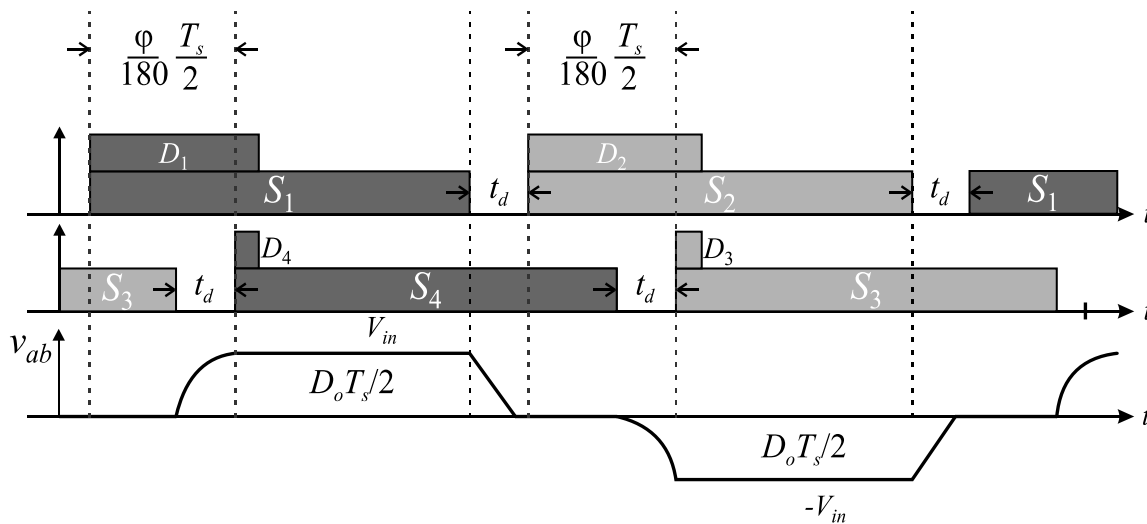
#### 3.3.4.1 Ganho estático e perda de razão cíclica

Sabe-se que as topologias em ponte completa são derivadas do conversor *buck* e que, considerando uma relação de transformação  $n$  e uma razão cíclica  $D_o$ , que varia de 0 a 1, o ganho estático de uma topologia tradicional desse tipo é dada por (3.33).

$$M = \frac{V_{link}}{V_{in}} = nD_o \quad (3.33)$$

Para essa topologia que utiliza os sinais de *gate* defasados, com largura de pulso constante, o conceito de razão cíclica efetiva é utilizado, isto é, considera-se a razão cíclica efetiva quando os pares  $S_1$  e  $S_4$  conduzem simultaneamente (ou  $S_2$  e  $S_3$ ). Portanto, esse termo está diretamente relacionado com a defasagem utilizada entre os braços do conversor. Para auxiliar na análise, a Figura 3.21 é utilizada. Nesta imagem, o termo  $t_d$  representa o tempo morto entre as chaves do mesmo braço, e o ângulo  $\varphi$  é a defasagem angular entre as chaves diagonais.

Figura 3.21 – Formas de onda para auxílio no cálculo do ganho estático.



Fonte: Adaptado de (VÄISANEN, 2012).

Assim, é possível concluir que o atraso temporal causado por  $\varphi$  deve ser maior que  $t_d$ . Considerando o tempo morto entre os transistores e a defasagem angular, que, quando aumentada, diminui a razão cíclica e vice-versa, a razão cíclica ( $D_o$ ), obtida a partir da análise da Figura 3.21, é mostrada em (3.34):

$$D_o = 1 - \left( (2t_d f_s) + \frac{\varphi}{180^\circ} \right). \quad (3.34)$$

Dessa maneira, o ganho estático é definido por

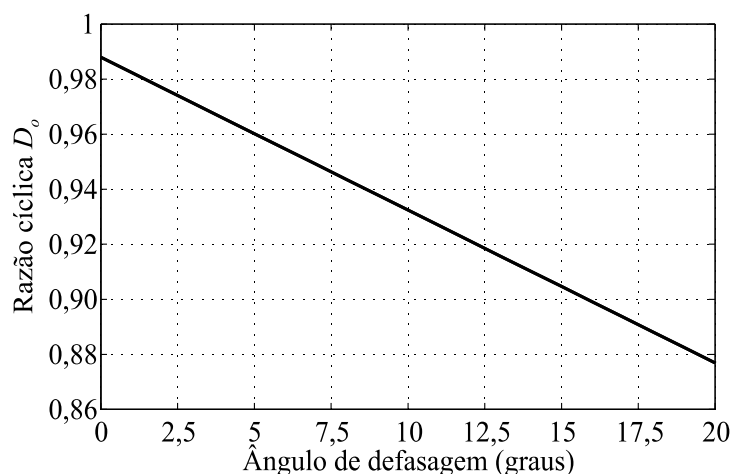
$$M = \frac{V_{link}}{V_{in}} = nD_o = n \left( 1 - \left( (2t_d f_s) + \frac{\varphi}{180^\circ} \right) \right). \quad (3.35)$$

Pode-se concluir que defasagens elevadas atenuam bastante o valor da tensão obtida na saída do conversor. Por isso, é interessante que esse valor seja bastante reduzido para não comprometer o ganho estático. De fato, como o período de ressonância das capacitâncias intrínsecas é pequeno e deve ocorrer no tempo morto entre as chaves, essa defasagem angular pode ser de apenas alguns graus. Para analisar isso de forma temporal, em (3.36) é apresentado o período de transferência de energia da entrada para a saída (Etapa 1 e complementar) e a sua relação com  $t_d$  e  $\varphi$ .

$$T_{Do} = T_s - \left( (2t_d) + \left( \frac{\varphi}{180^\circ} T_s \right) \right). \quad (3.36)$$

De modo a auxiliar na compreensão do efeito do ângulo  $\varphi$  sobre a razão cíclica, na Figura 3.22 é apresentado um gráfico relacionando  $D_o$  com  $\varphi$ . Para a obtenção desta curva, foi utilizado um tempo morto de 250 ns e uma frequência de comutação de 24 kHz (valor empregado para este conversor).

Figura 3.22 – Curva da razão cíclica *versus* ângulo de defasagem.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Como ainda há o efeito da perda de razão cíclica a ser considerado, reduzindo o ganho estático do conversor, define-se que  $D_o$  deve possuir um valor mínimo entre 0,95 e 0,96. Desse modo, conclui-se que um ângulo de até  $5^\circ$  é suficiente para não atenuar consideravelmente o ganho estático. A definição do valor exato deste ângulo será retomada mais adiante nas especificações de projeto do conversor, abordando sua relação com o tempo morto.

Até agora, a análise realizada abordou o conversor operando de maneira ideal, no que diz respeito à transferência de energia do primário para o secundário. No entanto, existe um

período de perda de razão cíclica, reduzindo a razão cíclica efetiva no secundário do conversor, sendo que esse intervalo é implícito à operação do conversor, não podendo ser controlado, sendo não linear e dependente da corrente de carga, do indutor ressonante e do indutor de filtro, além das tensões de entrada e de saída.

Esse intervalo pode ser visto na Figura 3.3, nas Etapas 6 e 7, onde a corrente no indutor ressonante começa a ser reduzida, invertendo seu sentido. Como já discutido, a tensão no secundário só deixará de ser nula quando essa corrente atingir a corrente do indutor de filtro refletida ao primário. A perda de razão cíclica,  $\Delta D$ , pode ser definida a partir das correntes do início e final do intervalo, além da derivada, definida pela tensão de entrada e indutância ressonante, como define (ZANATTA, 2006).

$$\Delta D = \frac{n(I_4 + I_1)}{\frac{V_{in} T_s}{L_R} 2}. \quad (3.37)$$

De acordo com (USLU, 2006), a corrente  $I_4$  é definida a partir da corrente média de carga (ou corrente média do indutor  $L$ ,  $I_L$ ) e metade da sua ondulação,  $\Delta i_L$ , como mostra (3.38).

$$I_4 = \left( I_L + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{V_{link}}{L} (1 - D_{o,ZVS}) \frac{T_s}{2} \right), \quad (3.38)$$

onde o termo  $D_{o,ZVS}$  é a razão cíclica efetiva no limite da condição de ZVS. Como foi analisado nas etapas de operação do conversor, as chaves do braço em atraso tendem a perder a condição de ZVS mais facilmente devido à energia ser fornecida exclusivamente pelo indutor ressonante no período de carga e descarga das capacitâncias intrínsecas dos transistores. Assim, a condição a ser satisfeita é mostrada em (3.39), onde a energia do indutor ressonante deverá ser maior do que a energia armazenada na combinação das capacitâncias intrínsecas dos transistores.

$$\frac{1}{2} L_R (nI_4)^2 \geq \frac{1}{2} (C_3 + C_4) V_{in}^2. \quad (3.39)$$

Através disso, a corrente crítica, ou corrente mínima no instante  $t_s$ , para satisfazer a condição de ZVS, é dada por

$$I_{4,min} = \sqrt{\frac{(C_3 + C_4) V_{in}}{L_R} \frac{1}{n}}. \quad (3.40)$$

Utilizando a condição crítica mostrada em (3.40) na equação (3.38), é possível encontrar uma corrente média de carga que satisfaça a condição de ZVS, apresentada em (3.41).

$$I_L \geq \sqrt{\frac{(C_3 + C_4)}{L_R} \frac{n_1}{n_2} V_{in} - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{V_{link}}{L} (1 - D_{o,ZVS}) \frac{T_s}{2}}. \quad (3.41)$$

Em (USLU, 2006), a corrente  $I_1$  foi definida a partir da corrente média de carga, descontando metade da sua ondulação, como define

$$I_1 = I_L - \frac{\Delta i_L}{2}. \quad (3.42)$$

Com as equações das duas correntes, é possível substituí-las em (3.37), obtendo uma perda de razão cíclica, mostrada em (3.43), em função da razão cíclica efetiva e de outros termos importantes, como a corrente média de carga e indutância ressonante.

$$\Delta D = \frac{n}{\frac{V_{in} T_s}{L_R} 2} \left( 2I_L - \frac{V_{link}}{L} (1 - D_o) \frac{T_s}{2} \right). \quad (3.43)$$

Com a perda de razão cíclica considerada, um novo termo, denominado  $D_{oeff}$ , passa a ser utilizado, e é definido como

$$D_{oeff} = D_o - \Delta D. \quad (3.44)$$

Dessa maneira, o ganho estático passa a ser definido por:

$$M = \frac{V_{link}}{V_{in}} = n D_{oeff}. \quad (3.45)$$

Isolando o termo  $D_{oeff}$  em (3.45) e substituindo em (3.44), utilizando também (3.43) na substituição, obtém-se uma equação para a razão cíclica  $D_o$ :

$$D_o = \frac{\left( \frac{V_{link}}{n} + \frac{4I_L n L_R}{T_s} - \frac{V_{link} n L_R}{L} \right)}{\left( V_{in} - \frac{n V_{link} L_R}{L} \right)}. \quad (3.46)$$

Substituindo as equações (3.46) e (3.43) em (3.44) e, levando em conta a definição apresentada em (3.45), o ganho estático, considerando a perda de razão cíclica, fica definido como

$$M = n \left[ 1 - \left( (2t_d f_s) + \frac{\varphi}{180^\circ} \right) - \frac{n}{\frac{V_{in} T_s}{L_R} 2} \left( 2I_L - \frac{V_{link}}{L} \left( 1 - \left( 1 - \left( (2t_d f_s) + \frac{\varphi}{180^\circ} \right) \right) \right) \frac{T_s}{2} \right) \right]. \quad (3.47)$$

### 3.3.4.2 Especificações do conversor CC-CC

Inicialmente, antes de utilizar as equações previamente apresentadas e justificar a escolha dos valores das principais variáveis de interesse, algumas considerações que simplificarão o projeto são apresentadas a seguir:

- O conversor opera em regime permanente;
- O conversor opera em CCM;
- As tensões de entrada e de saída são constantes em um período de comutação;
- Os dispositivos semicondutores são ideais (não possuem queda em condução e os tempos de comutação são nulos);
- Considera-se que a potência injetada na rede seja totalmente ativa, desprezando-se a parcela reativa.

Assume-se que a tensão mínima do módulo fotovoltaico é de 25 V e a tensão do *link* CC é de 400 V. Detalhes adicionais sobre os dispositivos empregados (ativos e passivos) são apresentados no Apêndice B.

- *Frequência de comutação*

A faixa de frequências de comutação usualmente é de 20 kHz até 100 kHz. A escolha acima de 20 kHz se deve a eliminação de ruído audível. Por outro lado, acima de 100 kHz as perdas de comutação ficam consideravelmente maiores. Escolhas mais usuais seriam 24 kHz ou 48 kHz, devido às normas de interferência eletromagnética (EMI – *Eletromagnetic Interference*) (ZIENTARSKI et al., 2011). Esses valores apresentam a vantagem de serem múltiplos da frequência fundamental da rede, de 60 Hz, condição necessária para a atualização da lei de controle que será abordada posteriormente. Além disso, não são valores múltiplos de 150 kHz, o que é vantajoso em termos de projeto de filtros para EMI, pois a partir dessa frequência os problemas relacionados à interferência eletromagnética conduzida são bastante relevantes (MAJID; SALEEM; BERTILSSON, 2012).

O aumento da frequência de comutação é vantajoso para a redução do volume do transformador, indutor de filtro e capacitor de entrada, pois seus valores são inversamente proporcionais à frequência utilizada. No entanto, as dimensões de um módulo fotovoltaico são elevadas, então a redução do volume ocupado por estes elementos não é um fator prioritário para escolha da frequência. O aumento do rendimento e o aproveitamento máximo da razão cíclica são fatores prioritários, uma vez que são utilizados dois estágios e a razão cíclica deve



ser a maior possível para não causar um aumento excessivo da relação de transformação. Como o aumento da frequência ocasiona um aumento da perda de razão cíclica e também influencia na escolha de ângulos de defasagens maiores, optou-se pela frequência de 24 kHz.

- *Ângulo de defasagem*

A partir da frequência de 24 kHz, é possível definir o ângulo de defasagem, de maneira que o  $D_o$  não seja muito reduzido, como mencionado anteriormente. Analisando a Figura 3.21, percebe-se que o atraso temporal causado pelo ângulo  $\varphi$  deve ser maior do que o tempo morto entre as chaves. Levando em conta os tempos de acionamento e desligamento dos MOSFETs para essa faixa de potência, definiu-se um tempo morto de 250 ns. Assim, por questões de segurança, define-se que o atraso causado pela defasagem seja maior do que o dobro desse valor, 500 ns, garantindo que a condição apresentada em (3.48) seja atendida.

$$\frac{\varphi}{180} \frac{T_s}{2} \geq 500 \text{ ns.} \quad (3.48)$$

Dessa maneira, foi definida uma defasagem angular de  $5^\circ$ , equivalente a um atraso de 578,7 ns.

- *Indutor de filtro*

Antes de definir uma corrente crítica para a condição de ZVS e, conseqüentemente calcular uma indutância ressonante mínima, é necessário calcular o valor mínimo para o indutor de filtro. A equação utilizada, mostrada em (3.49) (USLU, 2006), é obtida a partir da análise do modo de operação do conversor em que existe transferência de energia da entrada para a saída. Neste caso, a tensão sobre o indutor de filtro é a diferença da entrada refletida ao secundário e da tensão de saída (Etapa 1).

$$L = \frac{V_{in}n - V_{link}}{\Delta i_L} \frac{D_{oeff}}{2f_s}. \quad (3.49)$$

Para esse cálculo, deve-se levar em conta o pior caso, isto é, a menor tensão de entrada e conseqüente menor potência, que acarretará em uma menor corrente de carga e em uma maior ondulação de corrente. Através da verificação dos dados das curvas de irradiância, para a curva de 200 W/m<sup>2</sup>, onde a potência fornecida já é bastante reduzida (em torno de 37 W), a corrente

para o ponto de máxima potência possui valor em torno de 1,5 A. Considerando a tensão mínima de entrada de 25 V, pode-se aproximar  $D_{o\text{eff}}$  por  $D_o$  (desde que a indutância ressonante não tenha um valor elevado), pois a perda de razão cíclica para essa potência é quase desprezível. Considerando os valores definidos para o tempo morto, a frequência de comutação e o ângulo de defasagem, o  $D_o$  encontrado a partir de (3.34) foi de 0,96. Para a relação de transformação, foi considerado um  $n$  de 17, de modo que, considerando a tensão de entrada e o  $D_o$  calculado, a tensão de saída possui valor próximo a 400 V. A corrente média no indutor é obtida de acordo com

$$\overline{i_L} = I_L = \frac{P}{nV_{in}D_{o\text{eff}}}. \quad (3.50)$$

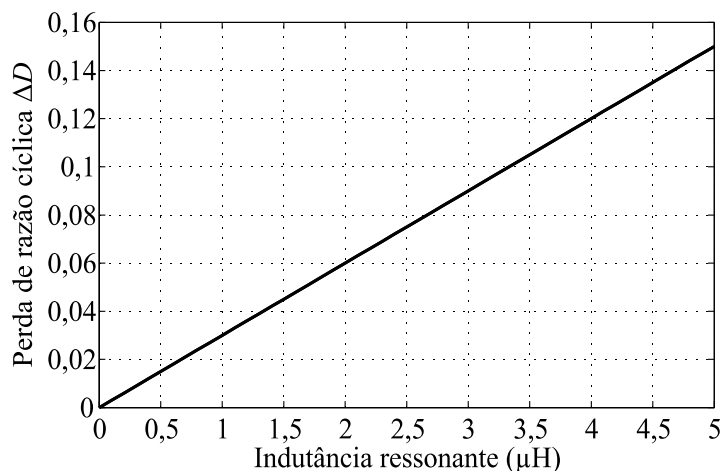
Substituindo os valores mencionados, a corrente obtida foi de apenas 96,4 mA. Calculando o indutor para essa situação, garante-se que nas outras potências a ondulação de corrente será inferior ao limite máximo definido. Então, admitindo-se um percentual de ondulação máximo de 20% da corrente média, ou seja, 19,3 mA, e substituindo os valores em (3.49), a indutância obtida foi de 24,38 mH. O indutor utilizado foi adquirido comercialmente, possuindo uma indutância de 40 mH.

- *Relação de transformação*

Outro parâmetro de extrema importância, a relação de transformação, ou de espiras, já definida como  $n$ , deverá garantir, em primeiro lugar, que a tensão mínima no *link CC* seja de 400 V. Essa situação deverá ocorrer quando o módulo fotovoltaico operar com a menor tensão possível, de 25 V.

O  $D_o$  encontrado a partir de (3.34) foi de 0,96. Como o  $n$  é buscado para a situação de menor tensão de entrada, é necessário definir um valor para  $D_{o\text{eff}}$  nesta condição. Para isto, deve-se estabelecer um valor de perda de razão cíclica. Este parâmetro depende da própria relação de transformação, no entanto, o fator de maior impacto que eleva essa perda, que ainda não foi definido, é o indutor ressonante. Desta maneira, na Figura 3.23, é apresentada a curva da perda de razão cíclica *versus* indutância ressonante, para a potência nominal (máxima irradiância), utilizando uma relação  $n = 17$ .

Figura 3.23 – Curva da perda de razão cíclica *versus* indutância ressonante.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para evitar que a perda de razão cíclica seja muito elevada, acima de 0,035 por exemplo, a indutância ressonante deve ser limitada a um valor máximo de 1  $\mu\text{H}$ . Utilizando este valor e levando em conta o  $D_o$  já calculado, a razão cíclica efetiva, para a potência nominal, será de aproximadamente 0,93. Esse valor será superior para potências reduzidas. Assim, para 37 W, a perda de razão cíclica, de acordo com (3.43), é de 0,006, resultando em uma razão cíclica efetiva de 0,954. Dessa maneira, a tensão no *link* CC, considerando 25 V na entrada, será de 405 V. Isso garantirá que a tensão sob o *link* CC seja suficientemente maior do que o pico da rede elétrica para temperaturas acima de 25 °C, como será analisado posteriormente no Capítulo 4.

Assim, de acordo com (3.45), é possível atender aos requisitos mínimos utilizando uma relação de transformação igual a 17 ou um pouco abaixo disso. Posteriormente, ao apresentar os resultados experimentais do primeiro estágio, em malha aberta, algumas análises envolvendo relação de transformação, ganho estático, ZVS e perda de razão cíclica, serão realizadas. Foi adotada uma relação de 6:100, com  $n = 16,66$ , onde o transformador, adquirido comercialmente, possui uma indutância de dispersão de 1  $\mu\text{H}$ .

- *Capacitor do link CC*

Em (HU et al., 2013) o equacionamento desse capacitor foi baseado no conceito da potência instantânea injetada na rede elétrica, considerando um fator de potência unitário. A equação (3.51) mostra essa condição, onde o primeiro termo representa a potência média e o segundo termo representa a pulsação de potência, que oscila com o dobro da frequência da rede.

$$P_{rede}(t) = \frac{1}{2}v_{rede}i_{rede} + \frac{1}{2}v_{rede}i_{rede}\cos(2\omega t). \quad (3.51)$$

Não é desejável que essas oscilações de baixa frequência, no dobro da frequência da rede elétrica, sejam transferidas até o módulo fotovoltaico. Então esse capacitor é utilizado para minimizar consideravelmente esse problema. O cálculo da capacitância é realizado considerando a frequência da rede, a potência média fornecida, a tensão existente no *link* CC e a ondulação dessa tensão, resultando em

$$C_{link} = \frac{P}{2\pi f_{rede}V_{link}\Delta v_{link}}. \quad (3.52)$$

Nesse caso, o valor é calculado para o limite crítico, ou pior caso, que é quando a potência média fornecida pelo módulo fotovoltaico é a maior possível, uma vez que a tensão de entrada se mantém numa faixa bastante estreita de valores. Para a potência nominal de 200 W, a tensão na entrada é de 26,3 V, caso o MPPT opere com elevada eficácia. Para a tensão do *link* CC, pode-se atribuir um valor de aproximadamente 400 V.

Como o primeiro estágio operará em malha aberta, é necessário que essa ondulação seja de valor significativamente baixo, afim de que o MPPT opere de maneira satisfatória. Em (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005) afirma-se que, se as ondulações forem inferiores à 8,5% na tensão sob o módulo PV, o MPPT pode ser implementado com pouca flutuação em torno do ponto de máxima potência, com um fator de utilização  $k_{PV}$  (razão entre a potência fornecida pelo módulo PV e o valor máximo teórico para sua condição de operação atual) de 98%. Em (SUMATHI; ASHOK KUMAR; SUREKHA, 2015) estipulou-se- que a ondulação de 120 Hz deva ser inferior a 5%. A partir destas informações e considerando que a ondulação existente sob o módulo será de baixa e alta frequência, o capacitor projetado deverá atender à uma ondulação de tensão de no máximo 3%. Desse modo, adota-se um  $\Delta v_{link}$  de 12 V. Substituindo os valores em (3.52), a capacitância obtida foi de 110  $\mu$ F. Foi adotado um valor comercial de 120  $\mu$ F.

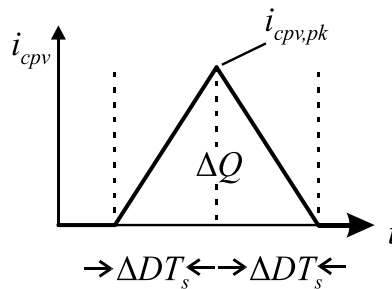
- *Capacitor em paralelo com o módulo fotovoltaico*

Se o capacitor anteriormente calculado era utilizado para que as oscilações da potência não fossem transferidas ao módulo fotovoltaico, esse capacitor visa garantir que as componentes de alta frequência de corrente (proveniente da comutação das chaves do conversor CC-CC) não sejam transferidas ao módulo, além de compatibilizar a entrada do conversor (em

tensão) com a característica de saída do módulo (em corrente). Em (GAIO; JR; TOFOLI, 2010), o conversor conectado ao módulo fotovoltaico é um *buck*. Nesse caso, os autores utilizaram uma equação para o projeto do capacitor diretamente proporcional à corrente de pico no primário, razão cíclica e período de comutação. Para o conversor deste trabalho, a metodologia utilizada é semelhante, porém, o resultado é diferente. O decréscimo da corrente do capacitor, a partir do seu valor de pico, ocorre durante as Etapas 6 e 7, que constituem o período de inversão da corrente do indutor ressonante. Essas duas etapas formam, conjuntamente, o período de perda de razão cíclica, com duração definida como  $\Delta DT_s$ .

Dessa maneira, para melhor compreensão, é apresentada a Figura 3.24, onde  $i_{cpv}$  é a corrente no capacitor em paralelo com módulo fotovoltaico e  $i_{cpv,pk}$  é a corrente de pico no capacitor.

Figura 3.24 – Processo de carga e descarga do capacitor  $C_{pv}$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A relação entre a variação de carga,  $\Delta Q$ , com a tensão aplicada ao capacitor e sua capacitância, é definida por

$$C_{pv} = \frac{\Delta Q}{\Delta V}. \quad (3.53)$$

A variação de carga pode ser obtida através da área do triângulo apresentado na Figura 3.24. Dessa maneira, a capacitância necessária é calculada por

$$C_{pv} = \frac{i_{cpv,pk} \Delta DT_s}{\Delta v_{pv}}. \quad (3.54)$$

Para definir um valor de pico da corrente do capacitor, basta partir da corrente média do indutor de filtro refletida ao primário, que basicamente é a corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico, acrescentando a ela um valor referente à ondulação. A ondulação mínima da

tensão de entrada é definida para a condição de tensão máxima de operação, onde o módulo fornece energia, desconsiderando as tensões de circuito aberto. O cálculo do capacitor para essa condição garantirá uma ondulação inferior ao limite máximo para todas as outras potências. Considerando que a ondulação em alta frequência admitida é de 1% e que a tensão de máxima potência para 200 W é de 26,3 V, o  $\Delta v_{pv}$  máximo é de 0,26 V. Assim, a corrente  $i_{cpv,pk}$  utilizada no cálculo será de 8,40 A, considerando a corrente média do módulo PV (7,61 A) e mais uma parcela devido à ondulação da corrente  $i_L$  refletida ao primário (0,78 A). Utilizando a informação obtida anteriormente de que a perda de razão cíclica é de 0,03 para essa potência e o período é de 41,66  $\mu$ s, a capacitância obtida, utilizando (3.54), foi de 40  $\mu$ F. Foi adotado um valor comercial de 82  $\mu$ F.

- *Indutor ressonante*

A definição do valor do indutor ressonante é baseada na escolha da faixa de ZVS para as chaves do braço em atraso. Além disso, a escolha dessa indutância impactará diretamente na perda de razão cíclica, podendo reduzir significativamente o ganho estático, caso seu valor seja muito elevado. Para isso, é necessário definir uma corrente mínima de carga que garanta o ZVS, além de estimar um valor para as capacitâncias intrínsecas das chaves. A equação (3.39) é utilizada para esse cálculo. Assume-se que cada capacitor intrínseco em paralelo com a respectiva chave tenha uma capacitância de 600 pF, acrescido de capacitores de 1 nF para atenuar os *spikes* de tensão sob as chaves no primário, totalizando 1,6 nF para cada capacitância. Ainda, define-se também que o limite do ZVS seja de 20% da corrente nominal de carga ou seja, situação em que a irradiância é de 200 W/m<sup>2</sup>. Nesse caso, como já visto anteriormente, a corrente média de carga é de apenas 96,4 mA. Considerando uma tensão de entrada de 25,17 V e a relação de transformação de 1:16,66, obteve-se a condição de que  $L_R \geq 0,79 \mu$ H. Foi adotado um valor de 1  $\mu$ H, correspondente ao valor da indutância de dispersão do transformador.

### 3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, o conversor CC-CC em ponte completa, com comutação sob zero de tensão, foi definido como a topologia do primeiro estágio do microinversor. Para isso, uma breve justificativa foi apresentada, com base na revisão bibliográfica do capítulo anterior. A partir disso, para melhor entendimento desta topologia, bem como de sua modulação, as etapas de operação do conversor foram explanadas, utilizando equações e imagens para auxiliar na

compreensão. Além do mais, foram analisadas e demonstradas, através de equações, o impacto da perda de razão cíclica, ganho estático do conversor, além de questões pertinentes relacionadas ao ZVS e ao indutor ressonante.

O modelo do módulo fotovoltaico utilizado também foi apresentado. Assim, as resistências do seu circuito equivalente,  $R_s$  e  $R_p$ , foram definidas a partir de um processo que utiliza a inclinação da curva corrente *versus* tensão e o nível de potência da curva potência *versus* tensão, ambas sob condições padronizadas de teste. A definição dessas duas variáveis é de extrema importância, pois são utilizadas para gerar as curvas do gráfico corrente *versus* tensão sob condições variadas de irradiância e de temperatura, e serão utilizadas para aquisição dos resultados experimentais. Por fim, os principais parâmetros de operação do conversor foram definidos e seus valores empregados são apresentados na Tabela 3.9.

Tabela 3.9 – Principais especificações do conversor CC-CC.

Parâmetros	Valor
Modulação	PWM <i>phase-shift</i>
Frequência de comutação ( $f_s$ )	24 kHz
Ângulo de defasagem ( $\varphi$ )	5°
Razão cíclica efetiva mínima ( $D_{oeff}$ )	0,93
Relação de transformação ( $n$ )	16,66
Indutor ressonante ( $L_R$ )	1 $\mu$ H
Capacitor paralelo do PV ( $C_{pv}$ )	82 $\mu$ F
Capacitor do <i>link</i> CC ( $C_{link}$ )	120 $\mu$ F
Indutor de filtro ( $L$ )	40 mH

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.





## 4 ANÁLISE DA TOPOLOGIA DO CONVERSOR CC-CA

### 4.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo será apresentada a análise de operação do conversor CC-CA. Como o foco da revisão bibliográfica foi dado ao estágio CC-CC, algumas topologias de conversores CC-CA serão abordadas neste capítulo para justificar a escolha realizada. Da mesma maneira, uma breve justificativa será realizada para a escolha do filtro de saída. Para a análise do conversor, assim como feito para o estágio CC-CC, todas as etapas de operação serão analisadas, apresentando equações e imagens para auxiliar na compreensão. Após isso, é feita a escolha de parâmetros, como a frequência de comutação e a indutância do filtro de saída, além de uma explicação sucinta a respeito do índice de modulação em amplitude.

### 4.2 JUSTIFICATIVA PARA ESCOLHA DA TOPOLOGIA

A justificativa para a escolha do conversor deve levar em conta os principais objetivos buscados. Nesse caso, as exigências são menores do que eram para o estágio CC-CC, pois não há necessidade de ganho elevado de tensão, além de não haver necessidade de estágios de isolamento e retificação. Basicamente, o conversor CC-CA deve apresentar elevado rendimento, além de garantir a injeção de uma corrente senoidal na rede elétrica com baixo conteúdo harmônico. Para isso, além de uma pequena revisão acerca das principais topologias utilizadas atualmente, a justificativa para escolha do filtro utilizado na conexão à rede elétrica também é apresentada.

Em (BELLINASO, 2014) e em (MARANGONI, 2012) são apresentadas algumas topologias de inversores monofásicos conectados à rede elétrica. Basicamente, a escolha de topologias de inversores sem uso de transformador apresenta maior rendimento em comparação com topologias que utilizam transformadores de baixa ou alta frequência. Nesses trabalhos, não há uso de um estágio elevador de tensão, pois existe o uso de uma *string* de módulos fotovoltaicos conectados diretamente na entrada do inversor. Assim, algumas análises são realizadas a respeito dos problemas de corrente de fuga, usual em sistemas fotovoltaicos não isolados. Para este trabalho, onde o módulo PV está isolado da rede elétrica pelo estágio CC-CC, as questões envolvendo a tensão de modo comum e a corrente de fuga não serão levadas em conta. Portanto, a escolha do conversor CC-CA será baseada na simplicidade (e.g., pequeno número de componentes) e no alto rendimento.

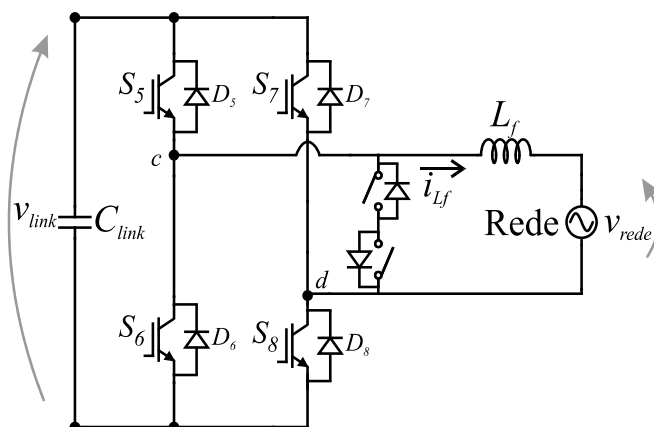
Nesses trabalhos, as estruturas abordadas são em ponte completa, a saber: HERIC, H5, H6, H6D1 e H6D2. A topologia mais simples é a em ponte completa, podendo utilizar a modulação SPWM de 2 níveis (bipolar) ou 3 níveis (unipolar). Na modulação bipolar, apenas um sinal modulante senoidal é utilizado e, assim, um par de chaves semicondutoras é acionado em conjunto, enquanto o outro é complementar. Dessa maneira, apenas dois níveis de tensão são aplicados no filtro de saída e a frequência equivalente nesse filtro será a mesma que a de comutação. Uma das vantagens do uso dessa modulação é ter a tensão de modo comum praticamente constante, reduzindo os problemas relacionados à corrente de fuga. Na modulação unipolar, duas modulantes senoidais são utilizadas, possuindo uma defasagem de  $180^\circ$  graus entre elas. Assim, três níveis de tensão são aplicados ao filtro de saída, que terá uma frequência equivalente igual ao dobro da frequência de comutação. Um dos problemas desta modulação para inversores fotovoltaicos não isolados é a de que a tensão de modo comum não é constante, aumentando os problemas relacionados à corrente de fuga. No entanto, para a aplicação deste trabalho, isto não é um problema a ser considerado devido ao estágio de isolamento galvânica.

As demais topologias surgem como uma alternativa para sintetizar o nível zero, totalizando 3 níveis aplicados ao filtro de saída, aliando a essa característica a tensão de modo comum constante, ou seja, permite unir as vantagens da modulação unipolar (três níveis) e da modulação bipolar (tensão de modo comum constante). Para essa finalidade, alterações estruturais são realizadas a partir da topologia em ponte completa. A topologia HERIC, mostrada na Figura 4.1, por exemplo, adiciona uma chave bidirecional em paralelo com a saída do circuito do inversor em ponte completa. Assim, as chaves adicionais formam um caminho alternativo para que a corrente não retorne à *string* de módulos durante a roda-livre (SCHMIDT, H; SIEDLE, C; KETTERER, 2006). Na topologia H5, mostrada na Figura 4.2, uma chave semicondutora é adicionada entre o barramento CC e o circuito da ponte completa do inversor. A finalidade disso é desacoplar eletricamente o arranjo de módulos da rede durante a etapa de roda-livre, realizada com os próprios diodos intrínsecos das chaves, para evitar a circulação de corrente de fuga (ARAÚJO; ZACHARIAS; MALLWITZ, 2010). Nessas duas topologias, a modulação bipolar é utilizada, obtendo tensão de modo comum constante, juntamente com os 3 níveis aplicados na saída. No entanto, a frequência equivalente aplicada ao filtro continua sendo igual à de comutação.

Para obter o dobro da frequência de comutação aplicado ao filtro de saída, surgem as topologias derivadas da H5, possuindo algumas alterações estruturais. No caso da H6 (YU et al., 2011), por exemplo, há uma chave adicional com relação à topologia H5 e, utilizando a modulação unipolar, obtém-se tensão de modo comum constante, 3 níveis aplicados ao filtro

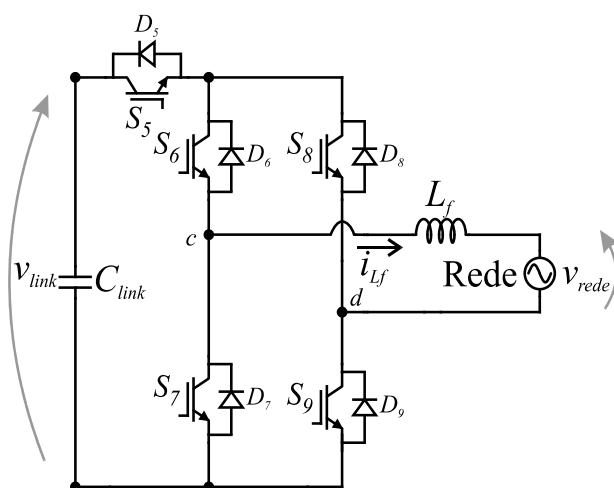
de saída e frequência equivalente igual ao dobro da de comutação. No entanto, o número de chaves semicondutoras em condução durante as etapas de operação é elevado (quatro), reduzindo o rendimento desta topologia. As outras derivadas da topologia H6 apresentam os mesmos problemas relacionados ao elevado número de chaves em condução.

Figura 4.1 – Conversor CC-CA do tipo HERIC com filtro  $L$  na saída.



Fonte: Adaptado de (BELLINASO, 2014).

Figura 4.2 – Conversor CC-CA do tipo H5 com filtro  $L$  na saída.



Fonte: Adaptado de (BELLINASO, 2014).

Em (DOMINIC, 2014) é feita uma análise experimental de alguns tipos de inversores, entre eles as topologias em ponte completa, *unipolar dual buck*, *single buck* e SHREC. Constatou-se que, em termos de rendimento, é possível utilizar um conversor CC-CA em ponte completa, sem elementos adicionais e com chaves semicondutoras de tecnologia atual, obtendo

valores de rendimento acima de 98%. Por outro lado, o desempenho quanto à tensão de modo comum não é tão bom quanto às demais topologias citadas.

Dessa maneira, considerando que a grande maioria das análises e melhorias são feitas visando os problemas relacionados à tensão de modo comum e corrente de fuga, é possível afirmar que o conversor em ponte completa é uma boa escolha, pois possui simplicidade, possibilidade de ter elevado rendimento com a escolha de semicondutores adequados e, utilizando a modulação unipolar, é possível aplicar ao filtro de saída três níveis de tensão, com uma frequência equivalente igual ao dobro da frequência de comutação. A escolha por uma modulação que aplique três níveis, ao invés de dois, é interessante do ponto de vista da ondulação da corrente de saída, uma vez que quanto maior o número de níveis, menor é a ondulação de corrente (NARDI, 2016).

Para este caso, a escolha do filtro torna-se bastante simples. Basicamente, um filtro *LCL* possui complexidade muito maior do que um filtro *L*, pois possui mais componentes, utilizando amortecimentos ativos e/ou passivos para atenuar o pico de ressonância existente. Por ser de terceira ordem, o *LCL* apresenta uma atenuação maior das harmônicas de comutação em baixa frequência (alguns kHz). O filtro *L* geralmente necessita de frequência de comutação mais alta para garantir atenuação do conteúdo harmônico, sendo comumente empregado em aplicações monofásicas de baixa potência (MARANGONI, 2012). Neste trabalho, o sistema é alimentado por um único módulo PV, possuindo baixa potência, mostrando-se adequado à aplicação de um filtro *L*.

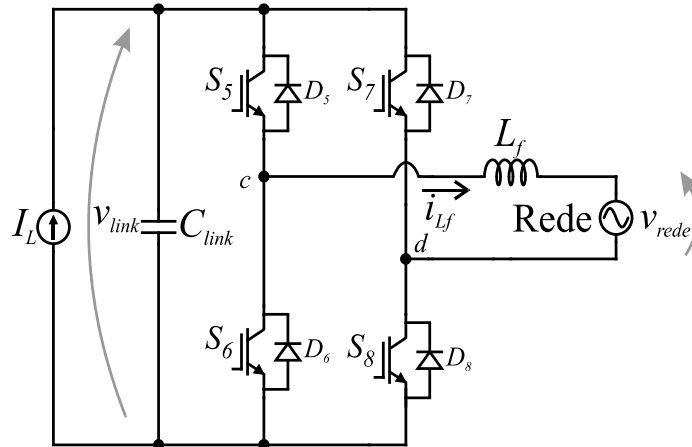
## 4.3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CA

### 4.3.1 Introdução

O conversor proposto é apresentado na Figura 4.3. A topologia é constituída de um estágio inversor em ponte completa, alimentado pela saída do conversor CC-CC (representado por uma fonte de corrente constante) e um filtro *L* passa-baixas de primeira ordem. A modulação utilizada é a PWM senoidal, unipolar, de três níveis, com comutação do tipo *hard-switching*. O estágio do inversor é constituído por quatro chaves semicondutoras controladas ( $S_5, S_6, S_7$  e  $S_8$ ), apresentando quatro diodos ( $D_5, D_6, D_7$  e  $D_8$ ) em paralelo. O emprego de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor* – transistor bipolar de porta isolada), devido à alta tensão de operação desse estágio, garante que o efeito das perdas devido às capacitâncias intrínsecas possa ser desprezado. Além disso, as tecnologias atuais de IGBTs já trazem diodos intrínsecos

ultrarrápido no mesmo encapsulamento, eliminando a necessidade de utilizar diodos externos. O outro estágio é o filtro  $L$  de saída, conectado em série com a rede elétrica. Esse filtro é utilizado para atenuar as componentes harmônicas de alta frequência, produzidas pela comutação do inversor.

Figura 4.3 – Conversor CC-CA em ponte completa com filtro  $L$  na saída.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Nessa modulação, todas as chaves semicondutoras operam com razão cíclica variável,  $d$ , dependendo da comparação entre os sinais modulantes senoidais ( $u_1$  e  $u_2$ ) e a portadora triangular. Como a modulação é unipolar, sintetizando três níveis para a tensão  $v_{cd}$ , é utilizado um sinal senoidal para cada braço, sendo que os pares de cada braço (( $S_5, S_6$ ) e ( $S_7$  e  $S_8$ )) são complementares. Na Figura 4.4, são apresentadas as formas de onda da estratégia de modulação, bem como os sinais de acionamento de  $S_5$  e  $S_7$ , além da tensão  $v_{cd}$ . Nota-se que no gráfico da tensão  $v_{cd}$  existe uma linha tracejada, que indica a componente de baixa frequência dessa tensão, similar à modulante senoidal,  $u_1$ . O inversor aplica três níveis de tensão a tensão  $v_{cd}$ : (i)  $V_{link}$ , quando os semicondutores  $S_5$  e  $S_8$  estão em condução simultânea; (ii) zero, quando os transistores  $S_5$  e  $S_7$  ou  $S_6$  e  $S_8$  estão em condução simultânea; e (iii)  $-V_{link}$ , quando  $S_6$  e  $S_7$  estão em condução simultânea.

### 4.3.2 Princípio de operação do conversor CC-CA

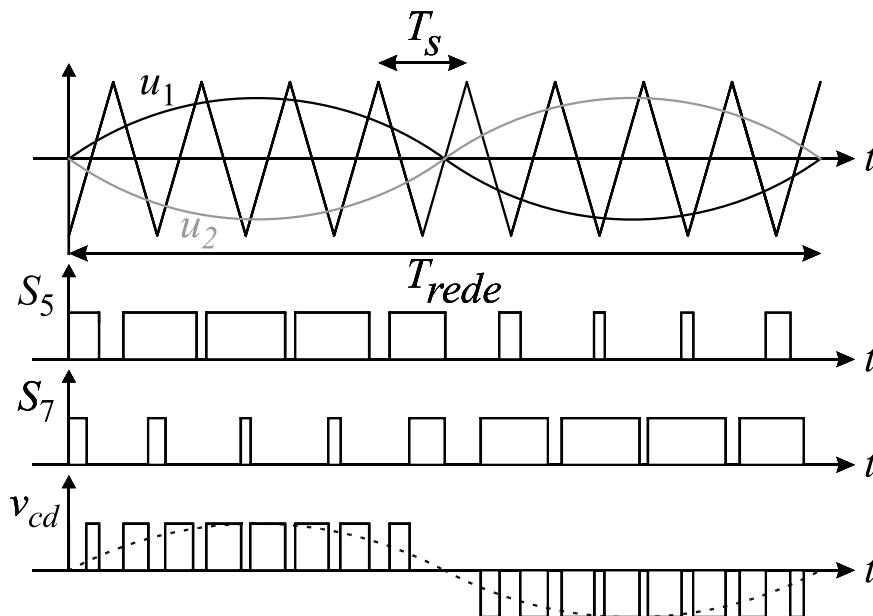
A análise da operação do conversor CC-CA, em regime permanente e operando em CCM, é realizada a partir das seguintes considerações:

- Os componentes utilizados no conversor são ideais;

- A tensão de entrada  $V_{link}$  é considerada constante.

As variáveis a serem analisadas para demonstrar a operação do conversor serão a tensão  $v_{cd}$  e a tensão  $v_{Lf}$ . Uma vez que o período de comutação é muito menor do que o período da rede, as variáveis senoidais (tensão e corrente da rede) são praticamente constantes dentro do período de comutação. Essa topologia possui oito etapas de operação, sendo que apenas metade das etapas serão analisadas e representadas graficamente, uma vez que as demais etapas são complementares. As etapas serão descritas tendo a Figura 4.4 como auxílio.

Figura 4.4 – Formas de onda características do conversor CC-CA.



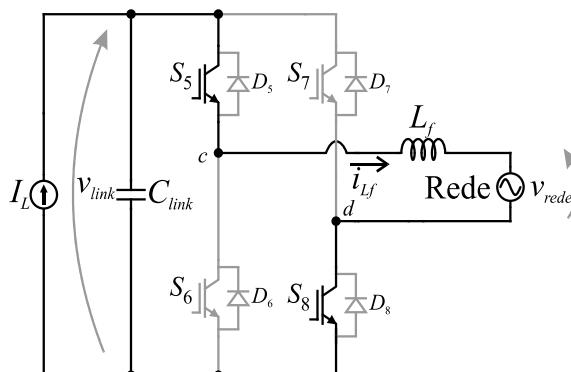
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

- *Etapa 1:* Nessa etapa, os transistores  $S_5$  e  $S_8$  conduzem simultaneamente. Assim, ambos estão conduzindo a corrente que é injetada na rede elétrica, conforme mostra a Figura 4.5. Nesse período, a energia proveniente do módulo fotovoltaico é transferida para a saída do inversor, sendo uma etapa de transferência direta de potência para a rede. Dessa maneira,  $v_{cd} = v_{link}$  e  $v_{Lf} = V_{link} - V_{rede}$ .

- *Etapa 2:* Nessa etapa, os transistores  $S_5$  e  $S_7$  estão acionados. Como se trata do semiciclo positivo da rede,  $S_7$  não conduzirá devido ao sentido da corrente nesse período. Assim, o seu diodo em anti-paralelo é polarizado diretamente, fornecendo um caminho alternativo para a corrente elétrica, juntamente com o transistor  $S_5$ . Esse período é conhecido

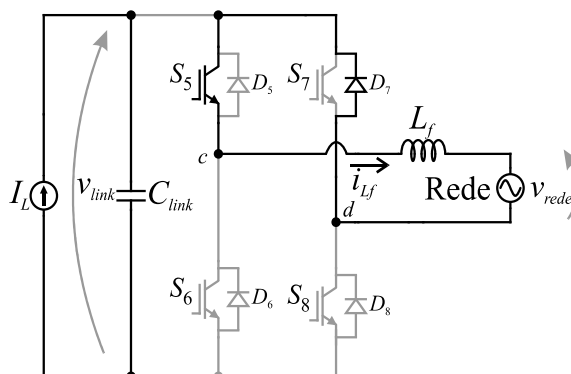
como etapa de roda-livre, pois a fonte da entrada (nesse caso, o capacitor do *link CC*) está desconectada, conforme mostra a Figura 4.6. Nessa etapa,  $v_{cd} = 0$  e  $v_{Lf} = -v_{rede}$ .

Figura 4.5 – Etapa 1: transferência de potência para a rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.6 – Etapa 2: roda-livre através de  $D_7$  e  $S_5$ .



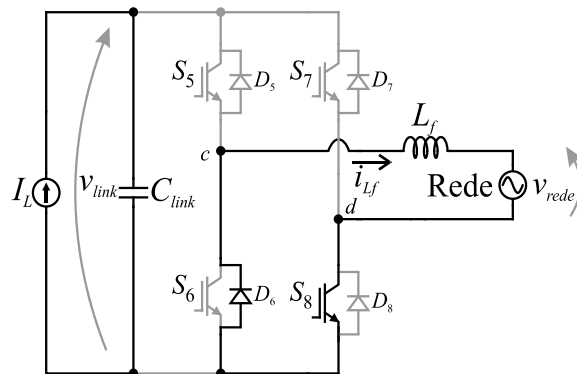
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

- *Etapa 3*: Nessa etapa, os transistores  $S_5$  e  $S_8$  voltam a conduzir simultaneamente, portanto, essa etapa é igual a primeira, conforme foi mostrado na Figura 4.5, onde há transferência de potência do módulo fotovoltaico para a rede elétrica. Dessa maneira, as tensões também são as mesmas.

- *Etapa 4*: Nessa etapa, o transistor  $S_5$  é desligado e, assim,  $S_6$  é acionado. O transistor  $S_8$  permanece ligado. Devido ao sentido da corrente no semiciclo positivo da rede, o diodo  $D_6$  é polarizado diretamente, fornecendo um caminho para a circulação da corrente elétrica, juntamente com  $S_8$ . Dessa maneira, esse período é conhecido como etapa de roda-livre, uma vez que o

capacitor do *link* CC e a fonte de entrada (nesse caso, o capacitor do *link* CC) estão desconectados do restante do circuito, conforme mostra a Figura 4.7. Por isso,  $v_{cd} = 0$  e  $v_{Lf} = -v_{rede}$ .

Figura 4.7 – Etapa 4: roda-livre através de  $D_6$  e  $S_8$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

### 4.3.3 Especificações do conversor CC-CA

Essa etapa tende a ser mais simples, comparado ao que foi feito no item 3.3.4. Isso se deve ao fato de que fatores como ganho elevado de tensão, isolamento e questões envolvendo perda de razão cíclica e ZVS inexistem neste conversor. As escolhas de projeto ficam limitadas à atribuição de quais chaves semicondutoras serão utilizadas, a definição da frequência de comutação e ao cálculo do indutor de filtro. Como o índice de modulação em amplitude é controlado de acordo com a ação de controle da malha de corrente, não há cálculo de um valor fixo para este item, cabendo apenas realizar uma breve definição. Do mesmo modo que foi feito para o conversor CC-CC, as chaves semicondutoras utilizadas são especificadas no Apêndice B.

#### 4.3.3.1 Frequência de comutação

Nesse caso, a escolha é feita considerando as perdas de comutação e o volume do indutor de filtro. Como a tensão no *link* CC atinge valores acima de 500 V quando o módulo fotovoltaico opera com a tensão de circuito aberto, a inclusão de uma margem de segurança de 50% acarretaria em valores próximos a 800 V. Dessa maneira, diante da disponibilidade atual de chaves no mercado, é indicado o uso de IGBTs para valores elevados de tensão. Em conversores em ponte completa modulados a três níveis, a frequência equivalente para o cálculo da indutância de filtro é o dobro da frequência de comutação, auxiliando na redução do volume do núcleo magnético. Desse modo, optou-se por utilizar uma frequência inferior a escolhida para o



conversor CC-CC, reduzindo o impacto das perdas de comutação e também evitando que o filtro indutivo possua um volume muito elevado. Portanto, adotou-se uma frequência de 12 kHz.

#### 4.3.3.2 Índice de modulação em amplitude

O índice de modulação pode ser brevemente explicado utilizando a Figura 4.4. Este parâmetro pode ser definido através da tensão média do *link* CC e da tensão de pico da rede elétrica, conforme apresentado em (GIACOMINI, 2015), através de

$$m_a = \frac{v_{rede,rms} \sqrt{2}}{V_{link}}. \quad (4.1)$$

onde o subscrito *rms* indica o valor eficaz. Assim, o  $m_a$  é o equivalente da razão cíclica dos conversores CC-CC aplicado para conversores CC-CA. O ajuste de  $m_a$ , através da amplitude do sinal modulante, alterará a amplitude da componente fundamental da tensão  $v_{cd}$  e, conseqüentemente o nível da corrente injetada na rede elétrica. O seu valor máximo pode ser superior a um, situação onde a tensão de pico da rede elétrica é igual a tensão média do *link* CC. No entanto, quando  $m_a$  for maior do que um, o inversor operará com sobremodulação. De acordo com (XIA; AYYANAR, 2017), quando este inversor utiliza a modulação unipolar, a THD (para componentes em alta frequência) é reduzida à medida que  $m_a$  se aproxima do valor unitário. Para definir a região de operação do microinversor e seus limites, será adotado um valor máximo de  $m_a$  de 0,98.

#### 4.3.3.3 Indutor de filtro

A escolha do indutor do filtro de saída é feita a partir da definição da ondulação de corrente e da taxa de distorção harmônica total da corrente (THDi), considerando as componentes de alta frequências oriundas da modulação do inversor. Em (MARANGONI, 2012) e (KIM; KIM, 2008), a análise da relação entre ondulação de corrente e taxa de distorção harmônica total é feita analisando o termo  $RF_{sw}$  (*Ripple Switching Factor* – fator de ondulação de chaveamento) que avalia, percentualmente, o impacto das harmônicas de alta frequência com relação à corrente eficaz fundamental. Para isso, o valor de pico da corrente é deduzido, além de realizar uma análise gráfica, chegando então a um valor eficaz da ondulação de corrente. Assim, pode-se definir um valor de indutância mínima a partir de um valor de  $RF_{sw}$ .

Apesar desse método ser válido, em (PAUKNER et al., 2015) é utilizada uma metodologia de maior simplicidade. O procedimento adotado começa considerando que em um conversor CC-CA monofásico em ponte completa, com modulação unipolar, o valor máximo da ondulação de corrente do indutor ocorre quando a tensão da rede é máxima, devido ao maior período em que as chaves conduzem. O valor eficaz das componentes harmônicas da corrente no indutor,  $i_{h,rms}$ , está diretamente relacionado com a ondulação do valor de pico da corrente,  $\Delta i_{L_f,pk}$ , conforme

$$i_{h,rms} = \frac{\Delta i_{L_f,pk}}{2\sqrt{3}}. \quad (4.2)$$

Ou seja, definindo um valor máximo de corrente, é possível obter um valor eficaz das componentes harmônicas, onde a THDi pode ser obtida a partir da razão entre o valor eficaz das componentes harmônicas e da fundamental,  $i_{L_f,rms}$ , através de

$$THDi = \frac{i_{h,rms}}{i_{L_f,rms}}. \quad (4.3)$$

A partir disso, a equação que define a indutância é dada por

$$L_f = \frac{m_a V_{link} (1 - m_a)}{\Delta i_{L_f,pk} 2fs}. \quad (4.4)$$

Apesar das normas apresentadas no item 1.4 definirem um limite percentual do conteúdo harmônico a ser injetado na rede elétrica, as harmônicas levadas em conta nesse cálculo são de valores significativamente inferiores às harmônicas de comutação que contribuem para a elevação da THDi abordada nesse caso, pois são truncadas na 33ª harmônica (NBR16149) ou 50ª harmônica (IEEE-519) da frequência da rede elétrica. Mesmo assim, isso não significa que o filtro possa ter valor bastante reduzido, pois o conteúdo harmônico em alta frequência ficaria excessivamente grande, distorcendo muito a forma de onda, além de ter picos de corrente elevados em torno da forma de onda senoidal devido à alta ondulação existente.

Assim, para a frequência de comutação definida nesse estágio, estima-se que a ondulação de alta frequência da corrente injetada na rede não seja maior do que 15%. Cabe ressaltar que esse valor é considerado para a potência nominal, uma vez que o conteúdo harmônico crescerá consideravelmente para a redução de potência e a THDi nunca será atendida à medida que a potência for reduzida. O maior valor da ondulação de corrente ocorre no pico da onda senoidal, cujo valor é dado por

$$i_{L_f, pk} = i_{L_f, rms} \sqrt{2} = \frac{P}{v_{rede, rms}} \sqrt{2} = 1,2856 \text{ A.} \quad (4.5)$$

Assim, 15% desse valor corresponde a uma ondulação de  $\Delta i_{L_f, pk} = 0,1928 \text{ A}$ .

Considerando que na potência nominal o conversor CC-CA opera com  $v_{link}$  em torno de 400 V, resultando em um  $m_a$  de 0,78 (considerando uma rede ideal, sem picos de tensão maiores do que 311 V), esses valores podem ser substituídos em (4.4). Assim, o valor da indutância encontrada foi de  $L_f = 15,38 \text{ mH}$ . Com essa ondulação de corrente, o conteúdo harmônico resultante, utilizando (4.2) e (4.3), é de  $THDi = 6,12 \%$ . O indutor utilizado foi adquirido comercialmente, possuindo uma indutância de 14 mH.

#### 4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, o conversor CC-CA em ponte completa foi definido como a topologia do segundo estágio do microinversor. Para isso, uma breve justificativa foi apresentada, com base em alguns conversores apresentados e rapidamente analisados no início deste capítulo. Também foi realizada uma breve justificativa para o uso do filtro  $L$  de saída, assim como da modulação unipolar adotada. A partir disso, para melhor entendimento desta topologia, bem como de sua modulação, as etapas de operação do conversor foram explanadas, utilizando equações e imagens para auxiliar na compreensão. Por fim, foram definidas a frequência de comutação e o valor mínimo da indutância de filtro para atender os requisitos de projeto, além de apresentar brevemente a definição do índice de modulação em amplitude. As principais especificações do conversor são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Principais especificações do conversor CC-CA.

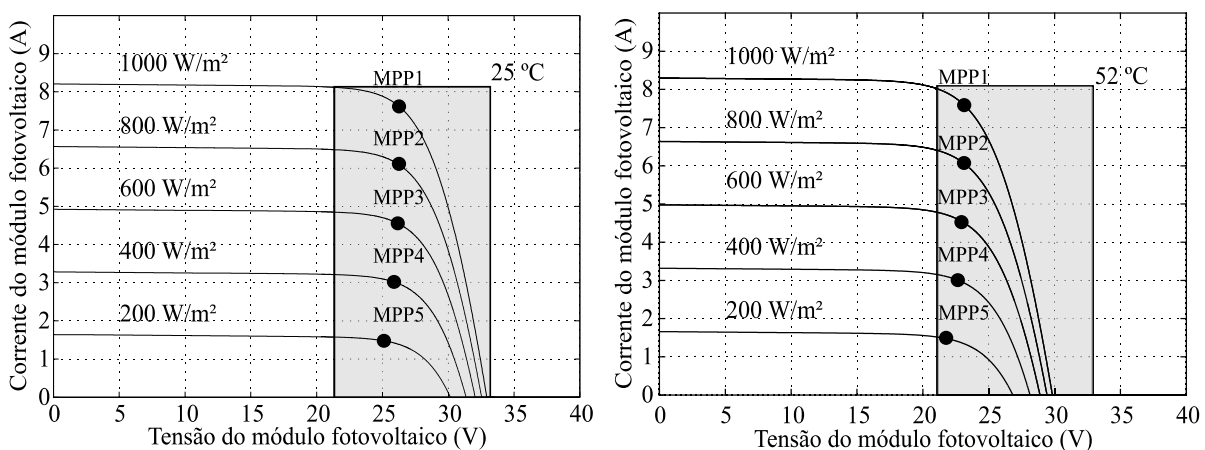
Parâmetros	Valor
Modulação	SPWM unipolar
Frequência de comutação ( $f_s$ )	12 kHz
Indutor de filtro ( $L_f$ )	14 mH
Índice de modulação em amplitude ( $m_a$ )	0,78

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir da definição do índice de modulação em amplitude, é possível definir a região em que o microinversor operará injetando potência na rede elétrica. É usual que equipamentos alimentados pela rede elétrica suportem tensões com variações de  $\pm 10\%$ . Assim, o pior caso a ser considerado é quando o pico de tensão possui esse acréscimo, totalizando 342 V. Como mencionado anteriormente, o índice de modulação máximo a ser considerado é de 0,98, portanto, a tensão do *link* CC para o pior caso será de 349,50 V. O cálculo da razão cíclica efetiva é realizado a partir de (3.44).

Dessa maneira, através do algoritmo utilizado para gerar as curvas do módulo fotovoltaico para diferentes níveis de temperatura e irradiância, constatou-se que a condição limite é para uma temperatura de 52 °C, sob a irradiância mínima de 200 W/m<sup>2</sup>. Nesta situação, a tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico é de 22 V, com uma potência máxima de 32,5 W. O ganho estático calculado, utilizando os parâmetros definidos no capítulo anterior, é de 15,90. Assim, a tensão resultante no *link* CC, para esta condição específica, é de 349,8 V. Na Figura 4.8 é apresentada a região de operação possível do microinversor, destacada em cinza, para a condição padrão de ensaio (25 °C) e para a temperatura máxima (52 °C). Assim, conclui-se que o microinversor pode injetar potência na rede elétrica na condição nominal de operação (47 °C).

Figura 4.8 – Regiões de operação do microinversor para 25 °C e 52 °C.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

## 5 SISTEMA DE CONTROLE

### 5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o sistema de controle do conversor CC-CA monofásico conectado à rede elétrica. Inicialmente, é realizada a descrição básica da estratégia de controle utilizada, onde os objetivos são definidos, apresentando uma visão geral do sistema de controle implementado. Após isso, é apresentada uma breve explicação acerca dos métodos de MPPT e de sincronismo utilizados. Além disso, é mostrada a modelagem para a obtenção das funções de transferência dos modelos de pequenos sinais necessárias para realizar o projeto dos controladores. Os projetos dos controladores da malha de tensão e da malha corrente são realizados utilizando técnicas de controle clássico, baseadas na resposta em frequência. Neste caso, como a indutância do filtro  $L$  de saída possui um valor elevado e, como se trata de um filtro de 1ª ordem (sem pico de ressonância) não é necessário realizar uma análise de estabilidade do controle a partir da variação paramétrica da indutância da rede elétrica. O desempenho do sistema de controle é verificado através de simulações.

### 5.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

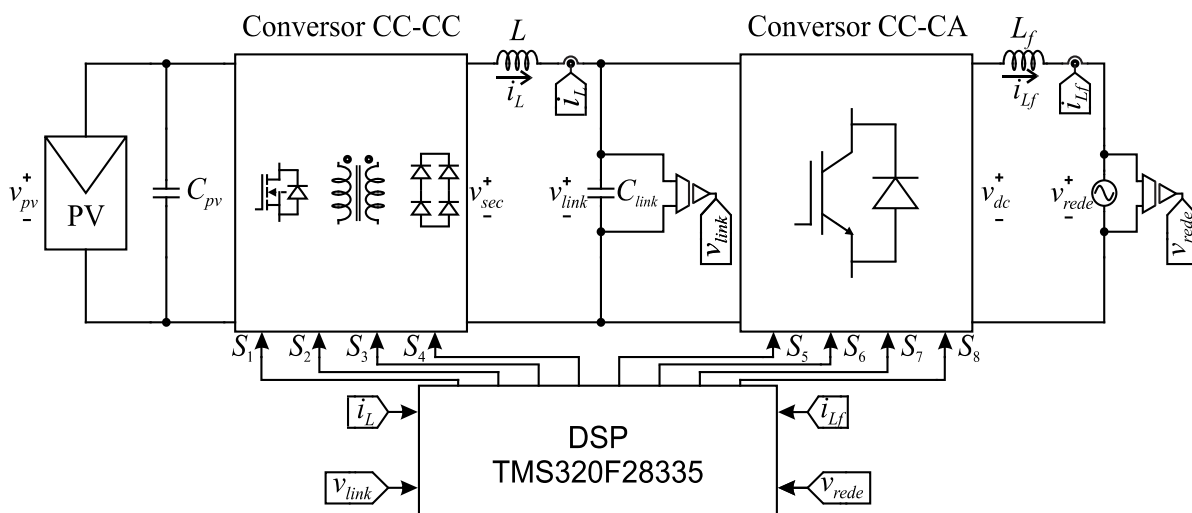
Para realizar o controle do fluxo de potência ativa, usualmente se utiliza o controle da corrente injetada na rede. Dentre as técnicas mais usuais, o controlador ressonante surge como uma alternativa interessante, pois possibilita ter um alto ganho na frequência de interesse (60 Hz), além de uma implementação relativamente simples. Basicamente, o objetivo da malha de controle de corrente será garantir a injeção de uma corrente senoidal na rede elétrica com elevado fator de potência (acima de 0,98, de acordo com a Tabela 1.2) e reduzida distorção harmônica, através do ajuste da razão cíclica do inversor,  $d$ .

Além disso, o *link* CC deverá ser regulado através de uma malha externa de tensão, com frequência de cruzamento por zero suficientemente inferior à frequência de cruzamento da malha de controle de corrente, garantindo o desacoplamento das malhas. Como o conversor CC-CC opera em malha aberta, com a função de proporcionar elevado ganho de tensão e isolamento entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica, a tensão do barramento não será fixa devido ao algoritmo de MPPT. Isso não será um problema relevante, pois além da amplitude da ondulação de 120 Hz ser reduzida em  $v_{pv}$  e  $v_{link}$ , a perda de razão cíclica não é significativa, assim como a variação em  $v_{pv}$ . Portanto, a tendência é a de que a tensão  $v_{link}$  tenha valores

médios em uma faixa estreita de tensão, sem grandes variações. Essa característica é de elevada importância pois, como será apresentado no item 5.3, as funções de transferência possuem relação direta com a tensão média em regime permanente,  $V_{link}$ . Além do MPPT, a ação de controle resultante da malha de tensão deverá fornecer o valor de pico da corrente de referência. Esse valor será multiplicado pela fase da componente fundamental da tensão da rede elétrica, fornecida através de um algoritmo de sincronismo, gerando a corrente de referência para o controlador de corrente.

Desse modo, o sistema de controle será composto por duas malhas: uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Como já mencionado, a malha interna controla a corrente injetada na rede elétrica e a externa controla a tensão do *link* CC. Como o MPPT é realizado no *link* CC, o algoritmo de rastreamento de máxima potência definirá a referência de tensão para essa malha. Além disso, o cálculo de potência não será realizado com a tensão e a corrente do módulo PV, mas a partir dos valores médios da corrente do indutor  $L$ ,  $i_L$ , e da tensão do *link* CC,  $v_{link}$ . Esta estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência reduz a complexidade de modelagem e controle, além de reduzir o custo do sistema de medição, pois não é necessário medir e controlar a tensão  $v_{pv}$  diretamente. O esquemático simplificado com as grandezas medidas pelo sistema de controle digital é apresentado na Figura 5.1.

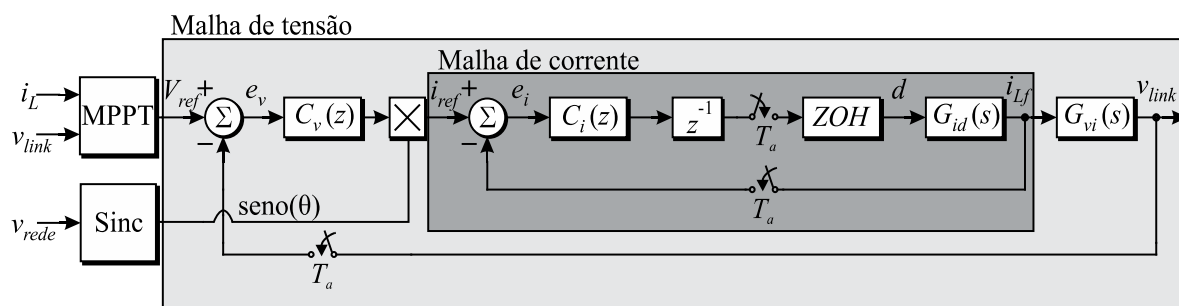
Figura 5.1 – Esquemático simplificado do sistema de controle.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O diagrama de blocos do sistema de controle é mostrado na Figura 5.2. É importante frisar que os sensores de tensão e corrente não são representados no diagrama de blocos, pois são compensados internamente no código implementado.

Figura 5.2 – Diagrama de blocos do sistema de controle.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 5.2, o algoritmo de sincronismo é representado por um bloco denominado Sinc, enquanto que o algoritmo de MPPT é representado por um bloco denominado MPPT. As leituras de variáveis e a implementação dos controladores são realizadas em um DSP (*Digital Signal Processor* – processador digital de sinais). No diagrama de blocos da Figura 5.2, o atraso de implementação  $z^{-1}$  foi incluído na malha de controle da corrente para representar o atraso de um período de amostragem e implementação do controlador (MATTAVELLI; BUSO, 2006). A dinâmica do modulador PWM é representada com a inclusão de um ZOH (*Zero Order Hold* – retentor de ordem zero), uma aproximação adequada para a frequência de comutação utilizada.

Quanto às funções de transferência para o projeto dos controladores, apresentadas no diagrama de blocos,  $G_{id}(s)$  deve relacionar a corrente injetada na rede elétrica,  $i_{Lf}$ , com a razão cíclica do inversor,  $d$ , e  $G_{vi}(s)$  deve relacionar a tensão média do *link* CC,  $V_{link}$ , com o valor de pico da corrente injetada na rede elétrica. Posteriormente, no item 5.3, a modelagem para obtenção dessas duas funções de transferência são apresentadas.

Antes de iniciar a modelagem do inversor, os métodos utilizados para sincronismo e rastreamento do ponto de máxima potência serão descritos sucintamente.

### 5.2.1 Algoritmo de sincronismo com a rede elétrica

As técnicas de sincronismo possuem papel importante para a conexão de um inversor à rede elétrica de maneira adequada. Elas são capazes de fornecer um sinal com a fase da componente fundamental da tensão da rede elétrica. Este item é de elevada importância, pois é utilizado na geração do sinal de referência da corrente que será injetada na rede elétrica, garantindo elevado fator de potência, item requerido pelas normas. Dentre as técnicas

comumente utilizadas, destacam-se o Filtro de Kalman e o PLL (*Phase-Locked Loop*), que é um caso particular da primeira.

O Filtro de Kalman, utilizado neste trabalho, possui várias características positivas, destacando-se a rejeição de perturbações provenientes de ruídos de medida, além do sinal de saída do filtro não apresentar defasagem com relação ao sinal de entrada, por ser um estimador e trabalhar com valores futuros (CARDOSO et al., 2008). Dessa maneira, por utilizar um DSP com elevada precisão numérica e capacidade de processamento, o algoritmo de sincronismo utilizado será baseado no Filtro de Kalman.

### **5.2.2 Rastreamento do ponto de máxima potência**

A função de um algoritmo para rastreamento de máxima potência é otimizar a extração da potência fornecida por um arranjo ou módulo fotovoltaico para condições variadas de irradiância e temperatura das células. De acordo com (SALAS et al., 2006), as estratégias para rastreamento são separadas em métodos diretos e indiretos.

Os métodos indiretos utilizam um sinal de referência, como irradiância ou temperatura de um módulo, para a estimação do ponto de máxima potência. Estes métodos são pouco utilizados por estarem sujeitos a imprecisões. Os métodos diretos são os que realizam medições em tempo real, não necessitando de características prévias a respeito do arranjo ou módulo fotovoltaico, usualmente sendo capazes de reagirem a rápidas variações nas condições de irradiância e temperatura (WILHELM, 2011). Devido a isso, os métodos diretos são amplamente utilizados, tendo como principais exemplos o método Perturba e Observa (P&O) e a Condutância Incremental.

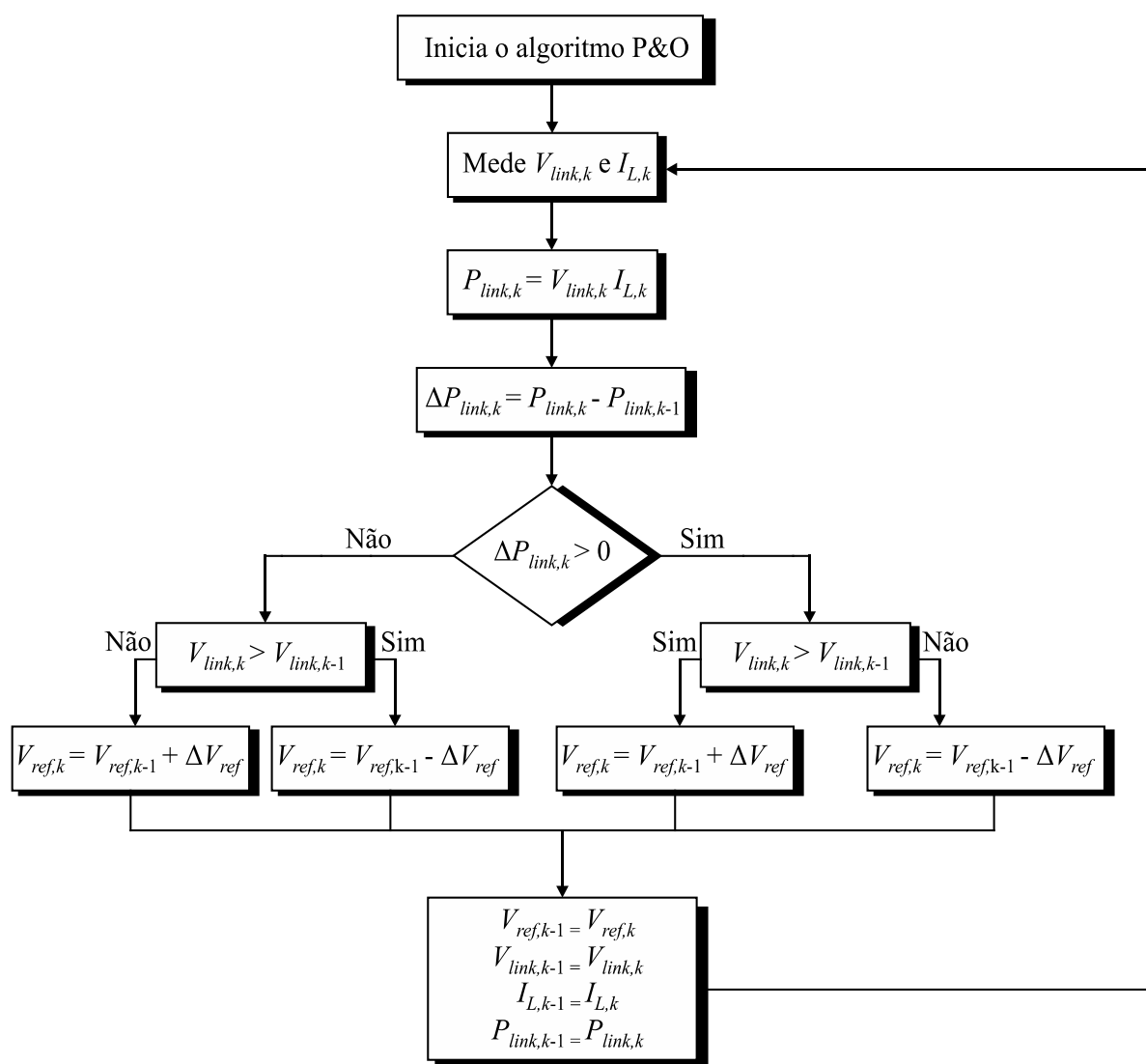
O método da Condutância Incremental é baseado no valor da derivada da curva potência do módulo PV *versus* tensão do módulo PV, apresentada na Figura 3.19. Ao atingir o ponto de máxima potência, a inclinação da curva de potência do módulo fotovoltaico é igual a zero. Basicamente, este método utiliza as taxas de variação, definidas pela derivada, para definir o ponto de máxima potência. Quando a derivada é positiva, o nível de tensão atual é inferior à tensão de máxima potência, enquanto que, para uma derivada negativa, a tensão é superior à tensão de máxima potência (MATTOS, 2011).

O método Perturba e Observa é o algoritmo mais simples e utilizado em sistemas fotovoltaicos, consistindo em aplicar uma perturbação na tensão ou na corrente do arranjo ou módulo fotovoltaico, observando o comportamento da potência resultante (ESRAM; CHAPMAN, 2007). Salienta-se que este será o método utilizado neste trabalho. No caso



particular, a variável perturbada será a tensão do *link* CC e a variável observada será a potência medida nos terminais de saída do conversor CC-CC. Um fluxograma é apresentado na Figura 5.3, esclarecendo o funcionamento do algoritmo que será implementado.

Figura 5.3 – Fluxograma do método Perturba e Observa.



Fonte: Adaptado de (NEDUMGATT et al., 2011).

Neste caso,  $\Delta V_{ref}$  será de 1 V. Assim, para definir o acréscimo ou decréscimo de 1 V na tensão de referência, deve-se levar em conta não apenas a variação da potência como também da tensão média do *link* CC. Por não utilizar taxa de variação neste cálculo, como ocorre com a condutância incremental, a tensão do *link* CC e, conseqüentemente do módulo fotovoltaico, nunca ficarão fixas no valor para extração da máxima potência, pois o algoritmo estará sempre operando, gerando uma referência de tensão muito próxima e em torno da tensão de máxima potência.

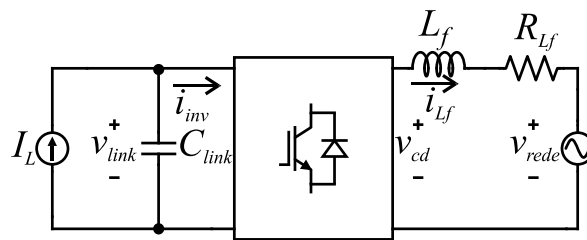
### 5.3 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CA

Para realizar o projeto dos controladores da tensão do *link* CC,  $C_v(z)$ , e da corrente injetada na rede elétrica,  $C_i(z)$ , apresentados na Figura 5.2, é necessário obter os modelos médios  $G_{vi}(s)$  e  $G_{id}(s)$ , respectivamente. O modelo médio desconsidera as ondulações devido às comutações, representando apenas o comportamento do valor médio em um período de comutação das variáveis consideradas. Caso o modelo seja não linear, a linearização deve ser realizada para a utilização de ferramentas clássicas de análise e projeto de controladores.

#### 5.3.1 Obtenção do modelo de pequenos sinais $G_{id}(s)$

O circuito equivalente representado na Figura 5.4 é utilizado para a obtenção das equações utilizadas no processo de modelagem. É importante ressaltar que, apesar da tensão média  $v_{cd}$  ser nula em um período da rede elétrica, o modelo de pequenos sinais é feito para representar o comportamento em um período de comutação, onde seu valor médio não é nulo. Para uma melhor aproximação, a resistência do indutor de filtro é considerada na análise. Já o bloco com a chave semicondutora representa os dois braços do inversor.

Figura 5.4 – Circuito equivalente para obtenção do modelo de pequenos sinais  $G_{id}(s)$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Em (5.1) é mostrada a tensão sob o indutor de filtro,  $v_{Lf}$ , onde  $v_{RLf}$  representa a queda de tensão sob o resistor  $R_{Lf}$ .

$$v_{Lf} = v_{cd} - v_{R_{Lf}} - v_{rede}. \quad (5.1)$$

Além disso, a tensão  $v_{cd}$  pode ser definida a partir de

$$v_{cd} = v_c - v_d = v_{link} d_c(t) - v_{link} d_d(t), \quad (5.2)$$

onde  $d_c$  corresponde à razão cíclica do braço “c”, ou seja, da chave  $S_6$ , enquanto que  $d_d$  corresponde à razão cíclica do braço “d”, ou seja, da chave  $S_8$ . Em um período de comutação, pode-se afirmar que a tensão  $v_{cd}$  pode assumir três valores distintos, como foi visto no item 4.3.2. Isso é definido a partir de qual das duas chaves ( $S_6$  e  $S_8$ ) está acionada. Devido a isso, para a sequência da análise, é possível afirmar que  $d_c(t) = d(t)$  e que  $d_d(t) = (1 - d(t))$ . Portanto, a tensão  $v_{cd}$  pode ser reescrita como:

$$v_{cd} = v_{link} (2d(t) - 1). \quad (5.3)$$

Realizando a substituição de (5.3) em (5.1), obtém-se:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = v_{link} (2d(t) - 1) - R_{L_f} i_{L_f}(t) - v_{rede}. \quad (5.4)$$

Aplicando uma perturbação na razão cíclica, analisando o comportamento da perturbação na corrente e desprezando-se os termos de segunda ordem e os termos CC, obtém-se:

$$L_f \frac{d\hat{i}_{L_f}}{dt} = 2v_{link} \hat{d}(t) - \hat{i}_{L_f} R_{L_f}. \quad (5.5)$$

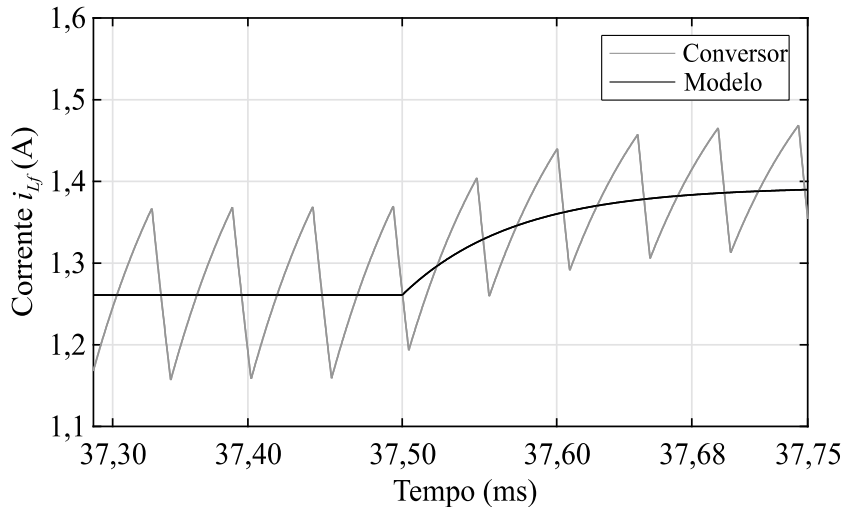
Rearranjando os termos da equação (5.5) e aplicando a Transformada de Laplace, chega-se, enfim, na função de transferência desejada, definida como

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{L_f}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2v_{link}}{sL_f + R_{L_f}}. \quad (5.6)$$

De modo a validar a função de transferência obtida, foram realizadas simulações comparando a resposta transitória do conversor CC-CA e do modelo obtido. Como o processo de modelagem resultou em um modelo médio, é necessário avaliar o valor médio desse modelo após a variação na razão cíclica do inversor. Para isso, é necessário adicionar um degrau na razão cíclica, causando um distúrbio na corrente  $i_{L_f}$ , avaliando o nível médio resultante. A simulação foi realizada para o inversor apresentado na Figura 4.3, utilizando uma fonte de tensão contínua na entrada ao invés de uma fonte de corrente. Para isso, foram utilizados os seguintes parâmetros:  $V_{link} = 400$  V,  $L_f = 14$  mH e  $m_a = 0,78$ . Foi utilizada resistência  $R_{L_f}$  de  $240 \Omega$ , para consumo de uma potência nominal de  $200$  W, ao invés de uma fonte senoidal. Dessa maneira, a fonte CA é curto-circuitada. Assim, em  $t = 37,50$  ms (no valor de pico da corrente  $i_{L_f}$ ), aplicou-se um degrau de  $0,04$  na razão cíclica do inversor. O resultado é

apresentado na Figura 5.5. É importante mencionar que a resistência do indutor, de  $240 \Omega$ , foi inserida no denominador do modelo  $G_{id}(s)$ .

Figura 5.5 – Validação do modelo de pequenos sinais  $G_{id}(s)$  com curto-circuito na fonte CA.



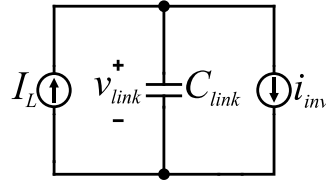
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Através dos dados de simulação, constatou-se que após o distúrbio na razão cíclica, o valor médio da corrente  $i_{Lf}$ , ao término de cinco períodos, é de 1,365 A, enquanto que o valor médio do modelo é de 1,358 A, resultando em um erro percentual de apenas 0,512%, ratificando a precisão do modelo obtido.

### 5.3.2 Obtenção do modelo de pequenos sinais $G_{vi}(s)$

Para a obtenção desse modelo, utiliza-se o circuito da Figura 5.6, em que se considera a corrente da rede devidamente controlada (sendo, por isso, substituída por uma fonte de corrente constante). As equações levam em conta as variáveis médias de  $i_L$ ,  $v_{link}$  e  $i_{inv}$ , igualando as potências fornecida na entrada do inversor e injetada na rede elétrica. As variáveis médias são indicadas com uma barra acima delas. O subscrito  $pk$  indica valor de pico. Considera-se que as variáveis CC são desprovidas de ondulações e as variáveis CA são puramente senoidais, com fator de potência unitário.

Figura 5.6 – Circuito equivalente para obtenção do modelo de pequenos sinais  $G_{vi}(s)$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Dessa maneira, é possível afirmar que

$$\overline{v_{link} i_{inv}} = v_{rede,rms} i_{Lf,rms}. \quad (5.7)$$

Essa equação mostra que a tensão média do *link* CC, multiplicada pela corrente média de entrada do inversor é igual à tensão eficaz da rede elétrica multiplicada pela corrente eficaz injetada nela. Desse modo, é realizado o balanço de potência, igualando as potências fornecida na entrada do inversor e injetada na rede elétrica. Rearranjando os termos, pode-se chegar a uma equação que define a corrente média de entrada do inversor, dada por

$$\overline{i_{inv}} = \frac{v_{rede,rms} i_{Lf,pk}}{v_{link} \sqrt{2}}. \quad (5.8)$$

Através de lei de nós de *Kirchhoff* para as correntes, obtém-se que

$$I_L - C_{link} \frac{d\overline{v_{link}}}{dt} - \overline{i_{inv}} = 0. \quad (5.9)$$

Substituindo (5.8) em (5.9) e rearranjando os termos, obtém-se que

$$I_L - C_{link} \frac{d\overline{v_{link}}}{dt} = \frac{v_{rede,rms} i_{Lf,pk}}{v_{link} \sqrt{2}}. \quad (5.10)$$

Como já mencionado anteriormente, toda variável média pode ser representada por uma componente invariável somada a uma componente de pequenos sinais. Nesse caso:

$$\overline{v_{link}} = V_{link} + \hat{v}_{link}. \quad (5.11)$$

Dessa maneira, (5.11) pode ser substituída em (5.10). Como já foi feito anteriormente para a obtenção do modelo  $G_{id}(s)$ , uma perturbação é aplicada, dessa vez na corrente  $i_{Lf}$ , analisando o comportamento da tensão  $v_{link}$ . Desprezando-se os termos de baixa frequência e de segunda ordem, a equação (5.12) é obtida de maneira linearizada.

$$-C_{link} \frac{d\hat{v}_{link}}{dt} = \frac{v_{rede,rms} \hat{i}_{Lf,pk}}{v_{link} \sqrt{2}}. \quad (5.12)$$

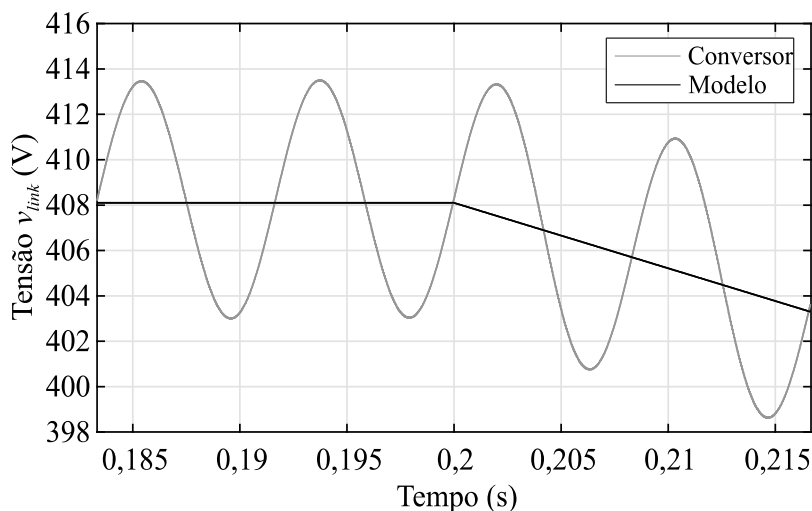
Rearranjando os termos de (5.12) e aplicando a Transformada de Laplace, chega-se, enfim, na função de transferência desejada, definida como

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{link}(s)}{\hat{i}_{Lf,pk}(s)} = -\frac{v_{rede,rms}}{sC_{link}V_{link}\sqrt{2}}. \quad (5.13)$$

Para a validação da função de transferência obtida foram realizadas simulações comparando a resposta transitória do conversor CC-CA e do modelo obtido. Para esta simulação é necessário aplicar um distúrbio no valor de pico da corrente  $i_{Lf}$  e verificar o comportamento do nível médio da tensão  $v_{link}$ . Assim, novamente será utilizada a resistência  $R_{Lf}$ , cujo valor será alterado, mantendo o mesmo índice de modulação. Neste caso, faz-se necessário incluir o conversor CC-CC e o módulo fotovoltaico. Os parâmetros do módulo fotovoltaico para a condição de máxima irradiância, com temperatura constante de 25 °C, apresentados na Tabela 3.8, são inseridos no *software* PSIM<sup>®</sup>, em um bloco destinado à emular arranjos fotovoltaicos.

Os parâmetros utilizados foram os seguintes:  $m_a = 0,78$ ,  $n = 16,66$ ,  $L_R = 1 \mu\text{H}$ ,  $L_f = 14 \text{ mH}$ ,  $L = 40 \text{ mH}$ ,  $C_{link} = 120 \mu\text{F}$  e  $C_{pv} = 82 \mu\text{F}$ , além dos 220 V da tensão eficaz de saída. Inicialmente, a resistência  $R_{Lf}$  é de 260  $\Omega$ , consumindo uma potência de 186 W. No instante  $t = 0,2 \text{ s}$ , uma resistência de 3080  $\Omega$  é inserida em paralelo, resultando em uma resistência equivalente de 240  $\Omega$ , consumindo a potência nominal de 200 W. Através de (4.5), considerando a variação da potência de 186 W para 200 W, obteve-se uma variação positiva do valor de pico da corrente de  $\Delta i_{Lf,pk} = 0,09 \text{ A}$ . Este valor será utilizado como o distúrbio a ser aplicado no modelo  $G_{vi}(s)$ . Assim, o resultado obtido é apresentado na Figura 5.7, onde a tensão  $V_{link}$  inicialmente é de 408 V. É importante frisar que, como esse modelo possui característica de integrador, é natural que ele tenda ao infinito com o passar do tempo. No entanto, para a validação, o resultado apresentado exibindo dois ciclos da tensão do *link* CC já é suficiente.

Figura 5.7 – Validação do modelo de pequenos sinais  $G_{vi}(s)$  com curto-circuito na fonte CA.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Através dos dados de simulação, constatou-se que após o distúrbio na corrente  $i_{Lf}$ , o valor médio da tensão  $v_{link}$ , ao término dos dois períodos da tensão do *link* CC, é de 405,89 V, enquanto que o valor médio do modelo é de 405,69 V, resultando em um erro percentual de apenas 0,05%, ratificando a precisão do modelo obtido.

#### 5.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

Inicialmente, deve-se definir alguns passos para realizar o projeto de cada controlador, que são:

- Obter o modelo discreto da planta, no plano  $z$ , a partir da discretização da planta no plano  $s$ , considerando o efeito do ZOH;
- Multiplicar a planta discretizada por  $z^{-1}$ . Assim, a dinâmica do atraso de uma amostra, que ocorre na atualização da lei de controle, é incluída no projeto do controlador. Esse atraso deve ser incluso somente quando necessário;
- Realizar a transformação bilinear sobre a planta discretizada resultante, já com o atraso inserido. Assim, será obtida uma função de transferência em  $w$ ;
- Realizar o projeto do controlador no plano  $w$ , utilizando técnicas de projeto para o plano  $s$ , tais como margem de ganho e margem de fase suficientemente grandes, frequência de cruzamento adequada, etc.;
- Discretizar o controlador projetado em  $w$  através da transformada bilinear inversa. Assim, será obtido um controlador em  $z$ ;

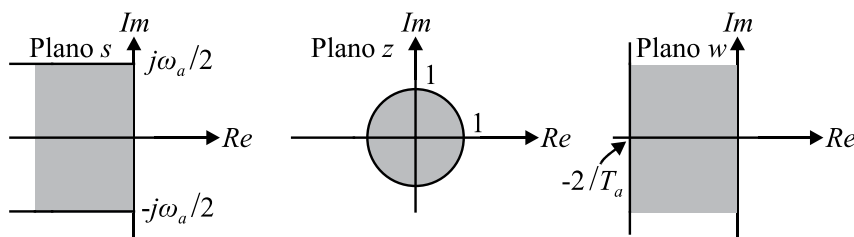
- Obter a equação de diferenças para a implementação digital no DSP.

Os controladores de tensão e corrente foram projetados pelo método da resposta em frequência. Para isso, um remapeamento no plano  $z$  é realizado através da transformada bilinear (OGATA, 2010), através de

$$z = \frac{1 + (T_a/2)w}{1 - (T_a/2)w}, \quad (5.14)$$

onde  $T_a$  é o período de amostragem e  $w$  é a nova variável complexa, obtida a partir da transformada aplicada no plano  $z$ . A Figura 5.8 mostra a correspondência entre os planos, onde o plano  $z$  é obtido a partir da discretização do plano  $s$  e o plano  $w$  é obtido a partir da aplicação da transformada bilinear no plano  $z$ .

Figura 5.8 – Correspondência entre os planos  $s$ ,  $z$  e  $w$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Através da Figura 5.8 é possível verificar que a parte esquerda do plano  $s$  é mapeada dentro do círculo de raio unitário no plano  $z$  que, por sua vez, é mapeado na parte esquerda do plano  $w$ . Ao longo do eixo imaginário do plano  $s$ , a variável complexa é variada de  $-\omega_a/2$  até  $\omega_a/2$ , devido ao Teorema de *Nyquist*, o qual define que, para uma variável poder ser reconstruída digitalmente, a frequência de amostragem deve ser no mínimo duas vezes maior do que a frequência do sinal que será amostrado. A origem do plano  $z$  é mapeada no ponto  $-2/T_a$  do plano  $w$ . No plano  $w$  não há a limitação de *Nyquist* e, por isso, a variação de frequências vai até o infinito. Isso significa que, embora exista a correspondência entre  $s$  e  $w$ , há uma diferença quanto à frequência (OGATA, 2010). Assim, a equação (5.15) mostra o cálculo da frequência fictícia  $v$  no plano  $w$ , obtida a partir da frequência  $\omega$  do plano  $s$ . Esse cálculo mostra que existe uma distorção de frequência ao utilizar a transformada bilinear.

$$v = \frac{2}{T_a} \tan\left(\omega \frac{T_a}{2}\right). \quad (5.15)$$



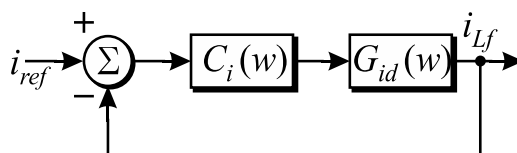
No entanto, de acordo com (OGATA, 2010), nos casos onde as frequências dos polos e dos zeros da planta são pelo menos oito vezes menores do que a frequência de amostragem, o erro entre  $\omega$  e  $\nu$  fica em torno de 5%. Assim, nestas condições, é possível afirmar que uma função de transferência  $G(s)$ , no plano contínuo  $s$ , pode ser representada de maneira coerente e com boa precisão por uma função de transferência  $G(w)$ .

Como citado nos passos necessários para o projeto, a inclusão da dinâmica do atraso de implementação da lei de controle torna o projeto em  $w$  bastante atrativo, pois permite que esse efeito seja levado em conta no projeto do controlador.

#### 5.4.1 Controlador da malha de corrente

O projeto do controlador da malha de corrente foi baseado no diagrama de blocos apresentado na Figura 5.9. A planta  $G_{id}(w)$  foi obtida seguindo os passos necessários descritos acima. Nela, já estão inclusos os efeitos do atraso de implementação e do ZOH. Os parâmetros adotados para o projeto são mostrados na Tabela 5.1.

Figura 5.9 – Diagrama de blocos equivalente no plano  $w$  para a malha de corrente.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados para obtenção do controlador da malha de corrente.

Parâmetro	Valor
$V_{link}$	400 V
$L_f$	14 mH
$R_{L_f}$	1,5 $\Omega$
$f_{sa}$	24 kHz
$T_a$	41,67 $\mu$ s

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A frequência de amostragem adotada foi de 24 kHz, que é o dobro da frequência de comutação do inversor. Esta frequência foi escolhida para minimizar os atrasos de fase causados pelo ZOH e pela implementação (MATTAVELLI; BUSO, 2006). Reduzindo o efeito desses atrasos, o impacto negativo na margem de fase (reduzindo seu valor) também é minimizado.

Inicialmente, o primeiro projeto do controlador para a malha de corrente será realizado utilizando apenas um compensador ressonante, com ganho elevado em 60 Hz para rastreamento da referência senoidal. Após isso, mais compensadores ressonantes serão adicionados ao controlador devido às componentes harmônicas múltiplas de 60 Hz existentes na tensão da rede elétrica de distribuição (que ocorrem devido às cargas não-lineares conectadas à rede bem como pela saturação dos núcleos transformadores de distribuição). Nessa situação, a rede elétrica pode ser modelada como uma fonte de tensão ideal, cuja impedância é nula. Obviamente, esse tipo de suposição só é verdadeira em uma análise teórica, pois a rede elétrica possui uma impedância finita constituída por uma resistência e uma indutância. Em (GIACOMINI, 2015), constatou-se experimentalmente que cada fase possuía um valor de 200 a 300  $\mu\text{H}$ . Esta verificação foi realizada para a rede elétrica que alimenta as bancadas dos laboratórios do GEPOC, sendo assim, possível utilizar esse número como base para este trabalho. Esse valor corresponde a pouco mais de 2% do valor do indutor de filtro utilizado, logo, a indutância da rede possui uma influência desprezível para essa aplicação, onde não há pico de ressonância por se tratar de um filtro de 1ª ordem.

Primeiramente, para realizar o projeto, deve-se definir alguns parâmetros de desempenho como:

- Margem de fase mínima de 60°;
- Frequência de cruzamento por zero de até 1,2 kHz (uma década abaixo da frequência de comutação do inversor);
- Elevado ganho CC (pelo menos 30 dB);
- Elevado ganho em 60 Hz (pelo menos 50 dB, idealmente infinito).

Como a corrente de referência a ser seguida é do tipo senoidal, com uma frequência de 60 Hz, o controlador  $C_i(w)$  deve possuir alto ganho nessa frequência de modo que a corrente seja rastreada, eliminando o erro em regime permanente, atendendo ao princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976). O ganho CC elevado também é interessante, pois qualquer *offset* ou distúrbio nessa frequência será rejeitado pelo controlador. A margem de fase mínima é definida em um valor usual, típico para os projetos de controladores empregando

ferramentas clássicas de projeto. Esse valor é estabelecido a partir da relação entre a fase do sistema e o *overshoot* existente quando um degrau é aplicado na função  $C_i(w)G_{id}(w)$ .

Dos controladores possíveis, os de maior interesse para esse caso são o PI (proporcional-integral) e o ressonante. O controlador PI possui um polo na origem, com a função de integrador, assim o ganho CC é teoricamente infinito, sendo amplamente utilizado em aplicações onde a referência é do tipo degrau. Um zero é adicionado em uma frequência suficientemente inferior à frequência de cruzamento por zero, de maneira a não reduzir significativamente a margem de fase. Em algumas situações, ele também pode ser utilizado para rastrear uma referência senoidal (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) com boa precisão. Nesses casos, é necessário que a posição do zero não reduza muito o ganho em 60 Hz. Ao mesmo tempo, se o zero for adicionado em uma frequência mais elevada, para que o ganho em 60 Hz não seja baixo, a margem de fase será penalizada.

Por outro lado, como o processador utilizado é de 32 bits, com álgebra de ponto flutuante nativa, a implementação digital de um controlador ressonante torna-se simples. Esse controlador proporciona um ganho elevado em 60 Hz, podendo apresentar também um elevado ganho CC, dependendo da posição do zero complexo. Dessa maneira, o controlador inicialmente projetado será do tipo ressonante, cuja estrutura é mostrada no plano  $w$  (ou  $s$ , a partir da afirmação realizada de que  $v \approx \omega$ ) em (5.16), onde  $\zeta$  é o fator de amortecimento e  $k_{1R}$  é o ganho do compensador.

$$C_{1iress}(w) = k_{1R} \frac{(w^2 - 2\zeta_z v_z w + v_z^2)}{(w^2 - 2\zeta_p v_p w + v_p^2)}. \quad (5.16)$$

Os subscritos  $z$  e  $p$  referem-se ao zero e ao polo, respectivamente. É importante ressaltar que o subscrito referente ao zero é diferente da variável que indica o plano, pelo fato de uma ser itálica (plano  $z$ ) e a outra não. Existe um fator de amortecimento para o zero complexo e para o polo complexo, assim como cada um possui uma frequência e, conseqüentemente uma posição no plano  $w$ . No projeto deste controlador, o primeiro passo é definir um polo complexo em 60 Hz. O fator de amortecimento deste polo,  $\zeta_p$ , influenciará diretamente no ganho em 60 Hz, sendo que quanto menor o fator de amortecimento, maior o ganho, e vice-versa. No entanto, o uso de amortecimentos excessivamente reduzidos (inferiores a 0,0001, por exemplo) tornam a variação de fase do sistema mais abrupta. Dessa maneira, optou-se por um fator de amortecimento de 0,001, valor suficiente para proporcionar o ganho mínimo necessário em 60 Hz.

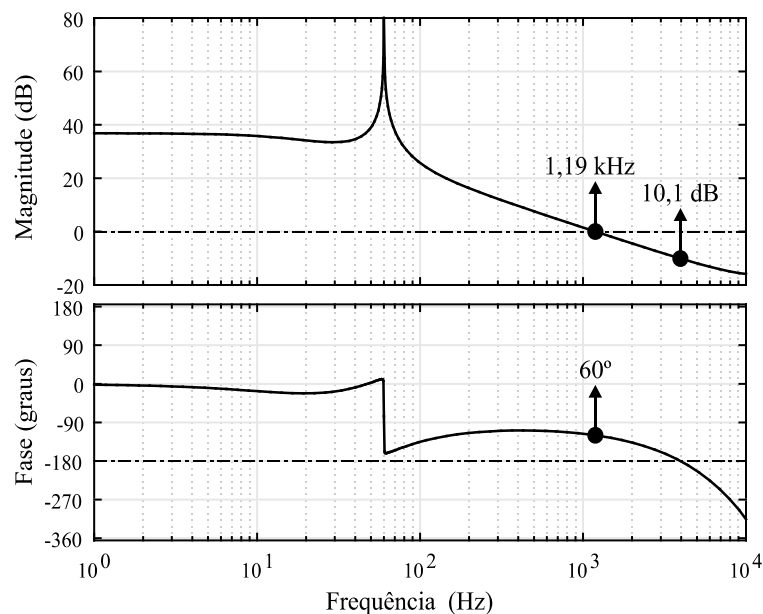
O próximo passo é definir a frequência do zero complexo. É usual utilizar a mesma frequência do polo complexo, pois isso garante uma margem de fase adequada para o sistema compensado. O fato de utilizar a mesma frequência não compromete o efeito do controlador, uma vez que os fatores de amortecimentos são diferentes. O fator de amortecimento escolhido é de 0,707, bastante usual e amplamente utilizado neste tipo de controlador. O uso de um zero complexo na frequência de 60 Hz, com o amortecimento de 0,707, garantirá margem de fase adequada e ao mesmo tempo não comprometerá o ganho CC.

Por último, o ganho  $k_{IR}$  do controlador é ajustado de acordo com a escolha da frequência de cruzamento. Dessa maneira, para uma frequência de cruzamento por zero de 1,19 kHz, o ganho obtido foi de 0,13. Assim, substituindo os valores em (5.16), o controlador ressonante obtido no plano  $w$  é definido por

$$C_{liress}(w) = 0,13 \frac{(w^2 + 533,1w + 1,421 \cdot 10^5)}{(w^2 + 0,754w + 1,421 \cdot 10^5)} \quad (5.17)$$

A resposta em frequência da função de transferência em malha aberta, no plano  $w$ , com a inclusão do controlador projetado, é mostrada na Figura 5.10.

Figura 5.10 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano  $w$  após a inserção do controlador ressonante.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Constata-se que os requisitos mínimos definidos foram alcançados. A margem de fase possui um valor dentro do requisito de projeto e, além disso, a margem de ganho obtida foi de 10,1 dB, indicando que a malha de controle atende aos critérios de estabilidade.

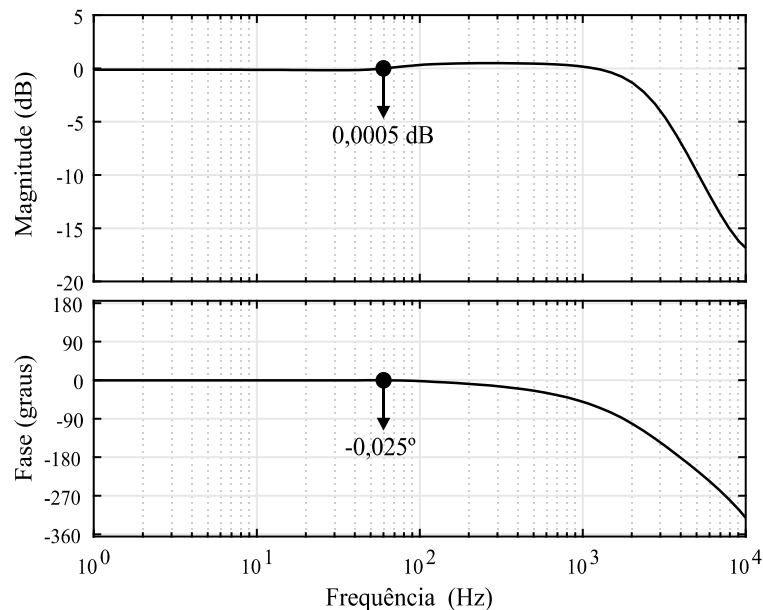
Assim, efetuando a transformada bilinear inversa sobre (5.17), obtém-se o controlador de corrente discreto apresentado em (5.18).

$$C_i(z) = 0,13 \frac{(w^2 + 533,1w + 1,421 \cdot 10^5)}{(w^2 + 0,754w + 1,42 \cdot 10^5)} \Bigg|_{w = \frac{2(z-1)}{Ta(z+1)}} = 0,131 \frac{(z^2 - 1,978z + 0,978)}{(z^2 - 1,999z + 0,999)} \quad (5.18)$$

O ganho em 60 Hz é de 82,5 dB, enquanto que o ganho CC é de 36,8 dB, atendendo aos requisitos mínimos definidos. Dessa maneira, a rejeição a distúrbios CC e *offset* será eficaz, além de garantir o rastreamento de um sinal senoidal de 60 Hz. O ganho nas altas frequências possui um valor razoável, especificamente de -16,2 dB, na frequência de comutação do inversor, de 12 kHz. Do mesmo modo que o ganho deve ser elevado na frequência do sinal a ser rastreado, é usual ter ganhos reduzidos na frequência de comutação, de modo que os harmônicos produzidos pelas comutações não sejam amplificados pelo controlador.

Na Figura 5.11 é mostrada a resposta em frequência da malha fechada, no plano  $w$ , para a malha de corrente.

Figura 5.11 – Resposta em frequência da malha fechada no plano  $w$  da malha de corrente.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Nessa imagem é possível verificar que o ganho do sistema em malha fechada é unitário (0 dB) na frequência de 60 Hz, assim como a fase.

Para dar continuidade ao projeto e elevar a ordem do controlador, adicionando estruturas ressonantes ao controlador já projetado, os requisitos mínimos são os mesmos que foram definidos no início do item 5.4.1, com exceção da margem de fase. Salienta-se que a rede elétrica normalmente possui um conteúdo significativo de harmônicos múltiplos de 60 Hz, conforme já explicado. Logo, o controlador projetado precisará possuir ganhos elevados em algumas dessas frequências, de maneira que as normas relacionadas ao conteúdo harmônico injetado na rede sejam atendidas. Por outro lado, a inserção de polos complexos em várias frequências tende a reduzir a margem de fase, tornando difícil a obtenção de uma margem de fase razoável (i.e., pelo menos  $45^\circ$ ). Por fim, outro cuidado importante é o de utilizar fatores de amortecimento diferentes, evitando que a malha de corrente, com a inserção do novo controlador, possua um ganho mais elevado em 180 Hz do que em 60 Hz. Esse tipo de situação pode levar a ação de controle a ter um comportamento indesejado.

Quanto à ordem das harmônicas da tensão da rede elétrica, as de maior amplitude e que conseqüentemente precisam ter seu efeito significativamente reduzido pelo controlador são as ímpares mais próximas de 60 Hz. Dessa maneira, o controlador será projetado para ter alto ganho em 180 Hz, 300 Hz e 420 Hz, ou seja, na 3ª, 5ª e 7ª harmônicas, além do alto ganho em 60 Hz, para rastreamento adequado da referência, consistindo em um controlador multi-ressonante de 8ª ordem. Caso necessário, em função da THD observada na corrente injetada na rede elétrica, pode-se adicionar mais compensadores ressonantes, desde que a redução da margem de fase não resulte em uma resposta transitória instável ou oscilatória. Do mesmo modo, caso a distorção harmônica seja atendida utilizando um controlador de ordem menor, uma das parcelas ressonantes poderá ser retirada.

Assim, os controladores ressonantes projetados são os seguintes:

- $C_{1iress}(w)$ : polo complexo em 60 Hz com  $\zeta_p = 0,001$  e zero complexo em 60 Hz com  $\zeta_z = 0,707$ ;
- $C_{2iress}(w)$ : polo complexo em 180 Hz com  $\zeta_p = 0,005$  e zero complexo em 180 Hz com  $\zeta_z = 0,5$ ;
- $C_{3iress}(w)$ : polo complexo em 300 Hz com  $\zeta_p = 0,009$  e zero complexo em 300 Hz com  $\zeta_z = 0,3$ ;
- $C_{4iress}(w)$ : polo complexo em 420 Hz com  $\zeta_p = 0,02$  e zero complexo em 420 Hz com  $\zeta_z = 0,15$ .

Por fim, o ganho  $k_{1R}$  do controlador  $C_{1ress}(w)$  é ajustado de acordo com a frequência de cruzamento desejada. O valor ajustado é de 0,13, obtendo-se uma frequência de 1,25 kHz. Como é possível observar, não apenas os fatores de amortecimento dos polos foram aumentados, assim como os dos zeros foram reduzidos. Essa estratégia é utilizada para evitar que um fator de amortecimento de um polo complexo tenha uma mudança muito significativa com relação ao outro, enquanto que o amortecimento dos zeros complexos permaneceria inalterado. Assim, os controladores projetados são mostrados no plano  $w$  através de (5.19), (5.20), (5.21) e (5.22). O controlador multi-ressonante de 8ª ordem,  $C_{iress}(w)$ , é simplesmente a multiplicação desses quatro controladores apresentados separadamente, como mostra a equação (5.23).

$$C_{1iress}(w) = 0,13289 \frac{(w^2 + 533w + 1,42 \cdot 10^5)}{(w^2 + 0,754w + 1,42 \cdot 10^5)}, \quad (5.19)$$

$$C_{2iress}(w) = \frac{(w^2 + 1131w + 1,28 \cdot 10^6)}{(w^2 + 11,3w + 1,28 \cdot 10^6)}, \quad (5.20)$$

$$C_{3iress}(w) = \frac{(w^2 + 1131w + 3,553 \cdot 10^6)}{(w^2 + 33,9w + 3,553 \cdot 10^6)}, \quad (5.21)$$

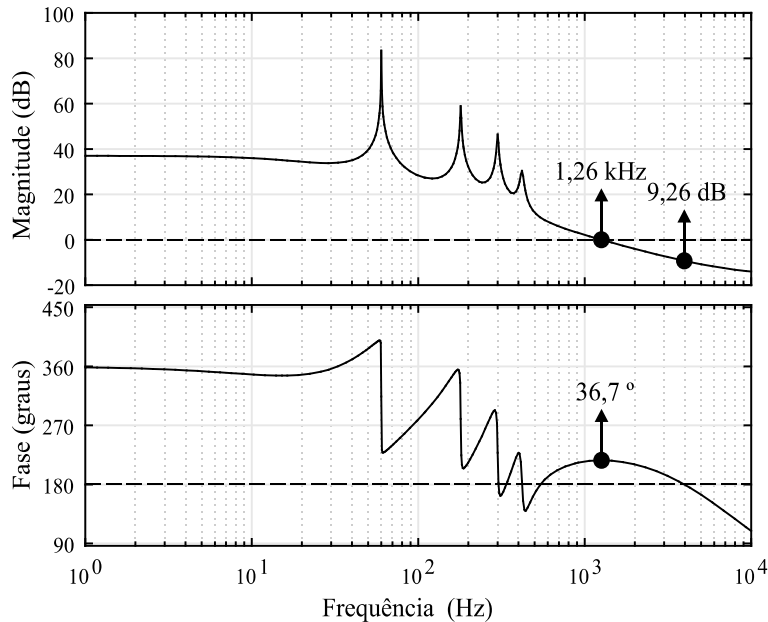
$$C_{4iress}(w) = \frac{(w^2 + 792w + 6,96 \cdot 10^6)}{(w^2 + 106w + 6,96 \cdot 10^6)}, \quad (5.22)$$

$$C_{iress}(w) = C_{1iress}(w) C_{2iress}(w) C_{3iress}(w) C_{4iress}(w). \quad (5.23)$$

A representação em série foi utilizada para visualizar com maior clareza os valores dos coeficientes da função de transferência de cada controlador, de acordo com sua frequência e fatores de amortecimento, levando em conta a estrutura de um controlador ressonante apresentada em (5.16). Essa estrutura em série, apresentada em (5.23), apesar de ser interessante para analisar o projeto de cada controlador individualmente, não é tão usual e interessante do ponto de vista de implementação. É mais atrativo utilizar uma estrutura paralela, separando o controlador também em quatro controladores individuais, somando-os para obter o multi-ressonante projetado. Dessa maneira, eles podem ser tratados de maneira isolada, reduzindo possíveis problemas devido à precisão numérica do processador utilizado. Para isso, o controlador  $C_{iress}(w)$  de 8ª ordem é dividido em frações parciais, de modo que se obtenham quatro funções de transferência distintas que serão somadas.

A resposta em frequência da função de transferência em malha aberta, no plano  $w$ , com a inclusão do controlador projetado é mostrada na Figura 5.12, onde se verifica que os requisitos mínimos definidos foram alcançados.

Figura 5.12 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano  $w$  após a inserção do controlador multi-ressonante.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

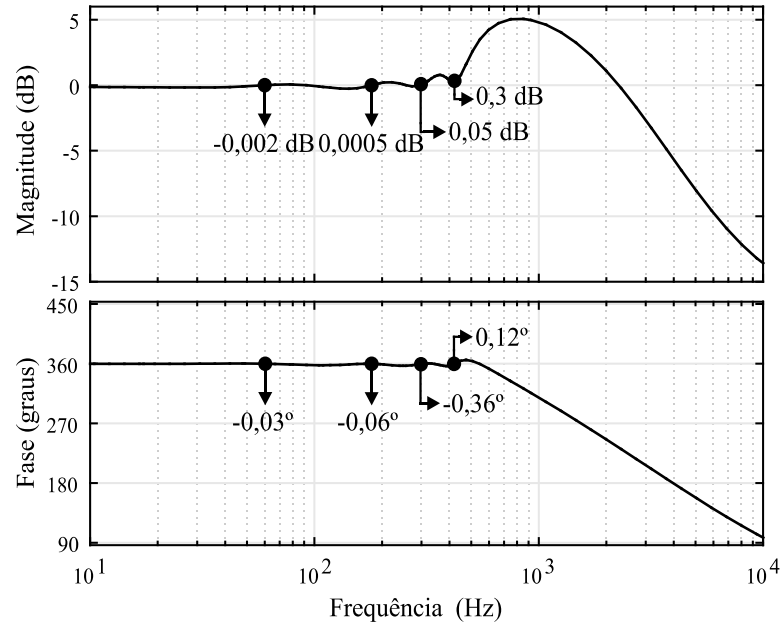
Como havia sido comentado, a margem de fase naturalmente tende a ser menor com relação a situação com um único controlador ressonante. Desse modo, a margem de fase obtida foi de  $36,7^\circ$ . Apesar disso, a margem de ganho obtida foi de 9,26 dB, indicando que a malha de controle atende aos critérios de estabilidade.

Desse modo, o controlador projetado terá capacidade para rastrear a referência e rejeitará o impacto que essas componentes harmônicas teriam sobre a corrente injetada, além de garantir a rejeição a distúrbios CC e *offset*. Na Figura 5.13, é mostrada a resposta em frequência da malha fechada, no plano  $w$ , para a malha de corrente.

Nessa imagem, é possível verificar que o ganho do sistema em malha fechada, nas frequências onde foram inclusos controladores ressonantes, é bastante próximo do unitário (0 dB), assim como a fase também é próxima de zero. O caso mais crítico é na frequência de 420 Hz, onde o ganho do controlador é menos elevado do que nas outras frequências.



Figura 5.13 – Resposta em frequência da malha fechada no plano  $w$  da malha de corrente.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Aplicando-se a transformada bilinear inversa em (5.23) e dividindo a função de transferência obtida em frações parciais, obtém-se os controladores separadamente, no plano  $z$ , apresentados em (5.24), (5.25), (5.26) e (5.27). O controlador projetado é obtido a partir da soma dos quatro controladores apresentados, como mostra a equação (5.28).

$$C_{1iress}(z) = \frac{(2,738 \cdot 10^{-3} z - 2,763 \cdot 10^{-3})}{(z^2 - 1,999z + 0,999)}, \quad (5.24)$$

$$C_{2iress}(z) = \frac{(0,1426z^2 - 0,277z + 0,1346)}{(z^2 - 1,997z + 0,999)}, \quad (5.25)$$

$$C_{3iress}(z) = \frac{(7,661 \cdot 10^{-3} z - 7,226 \cdot 10^{-3})}{(z^2 - 1,992z + 0,998)}, \quad (5.26)$$

$$C_{4iress}(z) = \frac{(1,601 \cdot 10^{-3} z - 1,01 \cdot 10^{-3})}{(z^2 - 1,984z + 0,996)}, \quad (5.27)$$

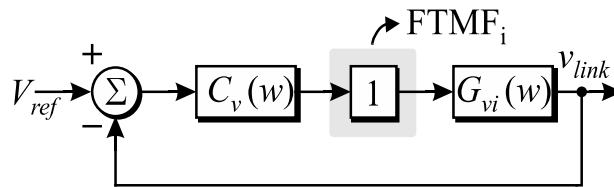
$$C_{iress}(z) = C_{1iress}(z) + C_{2iress}(z) + C_{3iress}(z) + C_{4iress}(z). \quad (5.28)$$

Quando esse tipo de estrutura é utilizada, apenas um dos controladores terá um ganho incluso, justamente o de maior ordem no numerador, nesse caso, o  $C_{2iress}(z)$ . Como os controladores são somados, não importa qual deles tenha a maior ordem no numerador.

#### 5.4.2 Controlador da malha de tensão

Para o controle de malha de tensão, foi considerado o diagrama de blocos mostrado na Figura 5.14, onde a malha de controle da corrente foi substituída por sua função de transferência de malha fechada (FTMF<sub>i</sub>). Essa função de transferência pode ser aproximada pelo ganho do sensor de corrente na faixa de frequências da banda passante da malha de tensão. Como os ganhos dos sensores, juntamente com o ganho do modulador e da conversão A/D, não são levados em conta para o projeto dos controladores (pois são compensados internamente no código implementado no DSP), a FTMF<sub>i</sub> acaba por ser unitária.

Figura 5.14 – Diagrama de blocos equivalente no plano  $w$  para a malha de tensão.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A frequência de cruzamento por zero da malha de tensão deve ser suficientemente inferior à da malha de corrente, de modo que as malhas possam ser consideradas desacopladas. Além disso, essa malha deve evitar que as oscilações de 120 Hz, presentes no *link* CC, se propaguem para a referência de corrente, causando distorções indesejadas na corrente injetada na rede elétrica.

Os parâmetros utilizados para a obtenção do controlador da malha de tensão são mostrados na Tabela 5.2.

Para rejeitar distúrbios ou conteúdos harmônicos indesejáveis em uma certa frequência, é necessário que o controlador projetado tenha alto ganho nessa frequência. Dessa maneira, a ação de controle será composta pela frequência que se deseja rastrear e pelas frequências que se deseja reduzir a influência. No caso do controlador da malha de tensão, a lógica acaba por ser inversa, pois sua ação de controle definirá o valor de pico da corrente de referência a ser injetada na rede elétrica.

Tabela 5.2 – Parâmetros utilizados para obtenção do controlador da malha de tensão.

Parâmetro	Valor
$V_{link}$	400 V
$v_{rede,rms}$	220 V
$C_{link}$	120 $\mu$ F
$T_a$	41,67 $\mu$ s
$f_{sa}$	24 kHz

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Portanto, a ação de controle não poderá conter a frequência de 120 Hz, para que a referência tenha o valor mais constante possível, sem oscilações. Para isso, o ganho na frequência de 120 Hz deverá ser o menor possível.

Assim, os parâmetros de desempenho são os seguintes:

- Margem de fase mínima de 60°;
- Frequência de cruzamento por zero de até 12 Hz (duas décadas abaixo da frequência de cruzamento por zero da malha de corrente);
- Elevado ganho CC (pelo menos 40 dB, idealmente infinito);
- Baixo ganho em 120 Hz (-30 dB ou menos, se possível).

Como a corrente de referência a ser seguida – previamente ao estágio multiplicador, o qual insere o formato senoidal à corrente – é contínua (valor de pico) e deseja-se controlar uma tensão média no *link* CC, o controlador  $C_v(w)$  deve possuir alto ganho CC, de modo que a tensão seja rastreada com erro nulo em regime permanente. Desse modo, o controlador de tensão deve possuir pelo menos uma parcela integral, conforme definido pelo princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976).

Para o rastreamento da referência, o controlador mais indicado é o PI, garantindo erro nulo em regime permanente. Para garantir um ganho suficientemente baixo em 120 Hz, utiliza-se o filtro *notch*, cujo efeito é o inverso do ressonante, atenuando o ganho em uma frequência especificada. A estrutura de um controlador PI, no plano  $w$ , é mostrada em (5.29), enquanto que a de um filtro *notch* é mostrada em (5.30), onde  $k_{PI}$  é o ganho do controlador PI e  $k_N$  é o ganho do filtro *notch*.

Basicamente, um PI possui um polo na origem (integrador), com um zero posicionado geralmente uma década abaixo da frequência de cruzamento, para que a margem de fase não

seja muito reduzida. O filtro *notch* possui a mesma estrutura de um controlador ressonante, com a diferença de que o amortecimento do(s) polo(s) é maior do que o(s) do(s) zero(s). Assim, o ganho na frequência escolhida é atenuado ao invés de amplificado.

$$C_{vPI} = k_{PI} \frac{(w - v_z)}{w}, \quad (5.29)$$

$$C_{vnotch}(w) = k_N \frac{(w^2 - 2\zeta_z v_z w + v_z^2)}{(w^2 - 2\zeta_p v_p w + v_p^2)}. \quad (5.30)$$

A atenuação que o filtro *notch* insere no sistema foi deduzida e é definida por

$$G_{notch} = 20 \log \left( \frac{\zeta_z}{\zeta_p} \right). \quad (5.31)$$

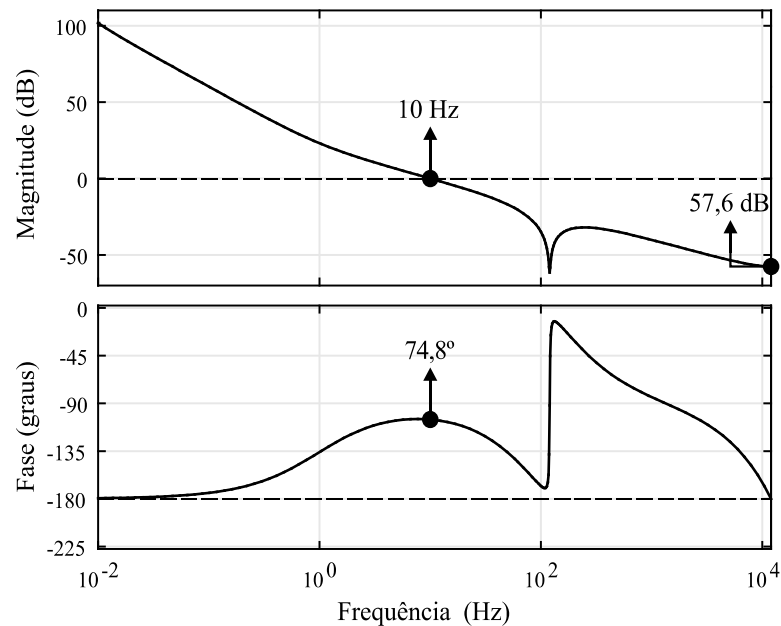
Assim, o controlador projetado, além de ter um polo posicionado na origem, possui um zero em 1 Hz, equivalente a uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de tensão. Do mesmo modo que ocorre no controlador ressonante, o amortecimento utilizado interfere diretamente na variação de fase, sendo mais abrupta para coeficientes de amortecimento pequenos. Se os amortecimentos forem reduzidos, mantendo uma atenuação  $G_{notch}$  constante, a margem de fase terá um acréscimo. No entanto, como a fase desta planta naturalmente possui um valor elevado, sem sofrer uma redução significativa com o uso do controlador PI, não há necessidade de utilizar amortecimentos muito reduzidos para aumentá-la. Dessa maneira optou-se por utilizar um  $\zeta_p$  unitário, ou seja, o polo é real, sem parte imaginária, com um  $\zeta_z$  cem vezes menor, ou seja, 0,01. Assim,  $G_{notch}$  será de -40 dB.

O ganho do controlador,  $k_v$ , é de -0,0196, valor escolhido para uma frequência de cruzamento por zero de 10 Hz. O controlador projetado é mostrado em (5.32), para o plano  $w$ .

$$C_v(w) = -0,0196 \frac{(w + 6,28)(w^2 + 15,1w + 5,68 \cdot 10^5)}{w(w^2 + 1508 + 5,68 \cdot 10^5)}. \quad (5.32)$$

A resposta em frequência da função de transferência em malha aberta, no plano  $w$ , com a inclusão do controlador projetado é mostrada na Figura 5.15.

Figura 5.15 – Resposta em frequência da malha de tensão no plano  $w$  após a inserção do controlador PI com filtro *notch*.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Verifica-se que os requisitos mínimos foram alcançados. A margem de fase possui um valor acima do limite mínimo de projeto, mesmo com a inclusão de um PI e de um filtro *notch*. Isso acontece devido a planta  $G_{vi}(w)$  possuir um integrador na origem. Logo, quando a sua magnitude atinge 0 dB, a fase do sistema ainda é elevada. Além disso, a margem de ganho obtida foi de 57,6 dB, garantindo estabilidade mesmo sob grandes variações paramétricas.

Assim, efetuando a transformada bilinear inversa sobre (5.32), obtém-se o controlador de tensão discreto:

$$C_v(z) = -0,01901 \frac{(z^3 - 2,998z^2 + 2,997z - 0,9992)}{(z^3 - 2,938z^2 + 2,877z - 0,9391)}. \quad (5.33)$$

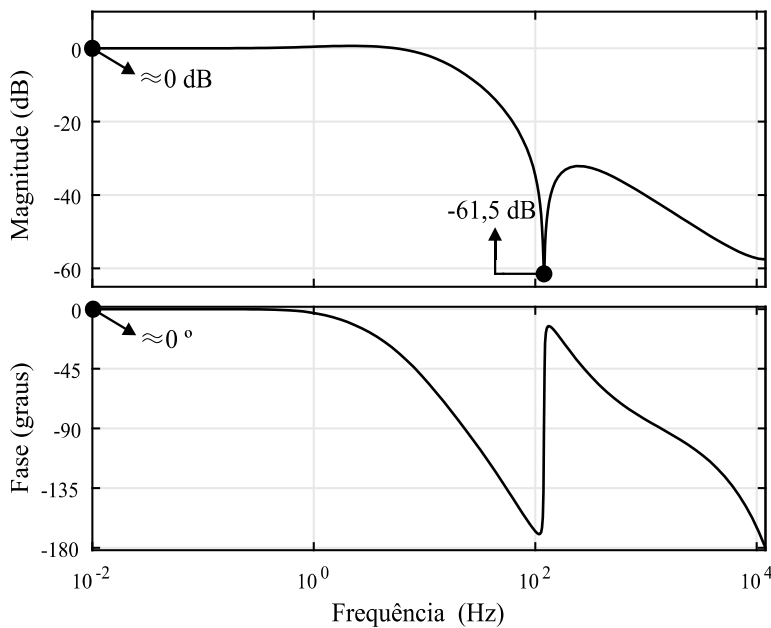
Do mesmo modo que foi feito para o controlador multi-ressonante, esse controlador também pode ser implementado em uma estrutura paralela, composta pela soma dos controladores. Esses controladores, separados em frações parciais a partir de (5.33), são definidos em (5.34) e (5.35).

$$C_{1v}(z) = \frac{-5,129 \cdot 10^{-6}}{z-1}, \quad (5.34)$$

$$C_{2v}(z) = -0,01901 \frac{(z^2 - 1,999z^2 + 0,9994)}{(z^2 - 1,938z + 0,9391)}. \quad (5.35)$$

Devido ao controlador PI, o ganho CC teoricamente é infinito, garantindo erro nulo em regime permanente para uma referência do tipo degrau (que é o caso). Em 120 Hz, o ganho é de -61,5 dB, reduzindo significativamente o efeito dessa frequência sobre a ação de controle resultante. A frequência de cruzamento por zero de 10 Hz garante o desacoplamento entre as duas malhas. Por se tratar de uma malha de controle lenta, com um integrador, o ganho nas frequências mais elevadas, na ordem de kHz, é bastante reduzido, rejeitando os efeitos de alta frequência sobre o controlador. Na Figura 5.16 é mostrada a resposta em frequência da malha fechada, no plano  $w$ , da malha de tensão.

Figura 5.16 – Resposta em frequência da malha fechada no plano  $w$  da malha de tensão.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Como há um integrador, a resposta em malha fechada apresenta ganho unitário e fase praticamente nula em 0 Hz. O ganho bastante reduzido em 120 Hz mostra que o controlador rejeitará de forma satisfatória essas ondulações presentes no *link* CC.

## 5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A seguir, são apresentados os resultados de simulações realizadas no *software* PSIM<sup>®</sup>, de modo que o desempenho dos controladores de corrente e tensão projetados possam ser analisados. Para realizar o sincronismo e extrair a fase da componente fundamental da tensão da rede elétrica, o algoritmo utilizado é baseado na aplicação do Filtro de Kalman sobre a tensão monofásica da rede. Neste caso, a rede elétrica utilizada é ideal, composta apenas pela componente fundamental de 60 Hz. Desta maneira, o controlador multi-ressonante de corrente não será testado, cabendo então testar a eficácia do rastreamento da referência de corrente senoidal através do controlador ressonante, além da efetividade do algoritmo de sincronismo. Além disso, por tratar-se de uma malha externa bastante lenta, o algoritmo de MPPT não será testado em simulação, por exigir um período de simulação elevado. Apesar disso, o funcionamento do algoritmo será comprovado posteriormente nos resultados experimentais, assim como o controlador multi-ressonante. Ademais, para testar o comportamento da malha de tensão mediante a uma variação na tensão de referência, basta elevar ou reduzir a tensão de referência manualmente, sem o uso do algoritmo.

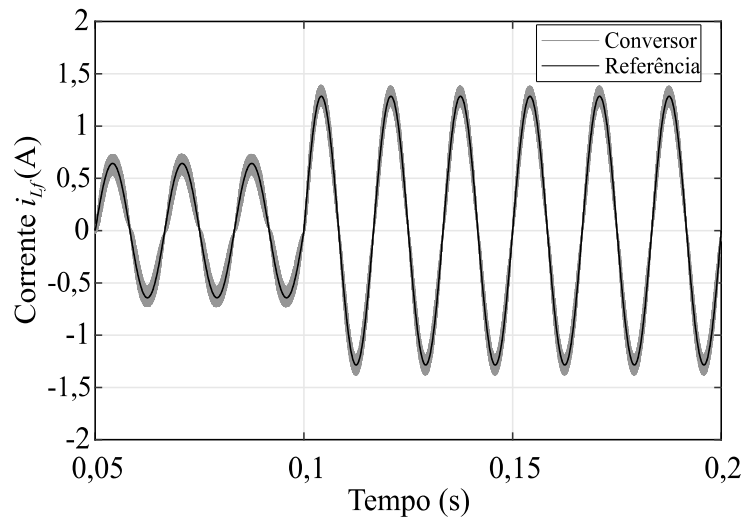
### 5.5.1 Malha de corrente

Para a simulação da malha de corrente, o estágio CC-CC não foi inserido e, desse modo, o *link* CC foi substituído por uma fonte de tensão com valor fixo de 400 V. Esse valor foi adotado conforme os dados apresentados na Tabela 5.1.

Como já mencionado, a rede elétrica será representada por uma fonte de tensão senoidal, com valor eficaz de 220 V, sem o acréscimo de componentes harmônicas. Esta escolha foi feita pois os resultados experimentais serão capazes de mostrar a performance do controlador multi-ressonante para a atenuação das harmônicas para as quais este mesmo foi projetado para mitigar. Também é importante frisar que apenas a indutância do filtro  $L_f$  foi incluída, pois seu valor é muito superior ao valor usual da indutância da rede.

Como a malha externa de tensão não foi incluída, a amplitude da referência de corrente é definida manualmente, procedimento que facilita o degrau de carga a ser aplicado. Assim, um degrau de carga de 50% (100 W) para 100% (200 W) é aplicado no instante  $t = 0,1$  s, elevando a corrente eficaz injetada na rede de 0,455 A para 0,909 A. O resultado é apresentado na Figura 5.17.

Figura 5.17 – Resultado de simulação para o controle da corrente injetada na rede elétrica após um degrau de carga de 50% para 100%.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

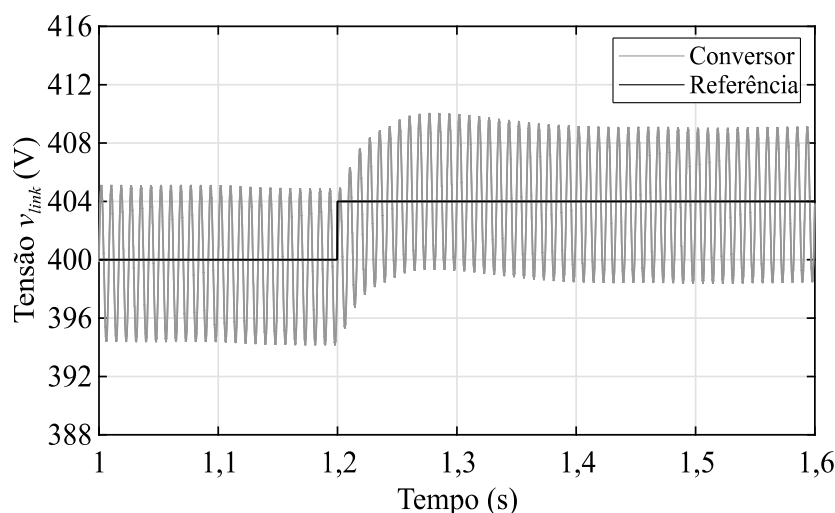
O resultado de simulação obtido evidencia que o controlador ressonante projetado possui desempenho satisfatório, com rastreamento da referência de corrente bastante preciso e rápido. Além disso, como a referência de corrente é gerada utilizando o Filtro de Kalman, este resultado automaticamente valida o algoritmo de sincronismo utilizado. Ao realizar o degrau de carga, definindo o valor eficaz da referência de corrente de 0,909 A, a corrente  $i_{Lf}$  obtida em simulação foi de 0,908 A, resultando em um erro percentual de apenas 0,12%.

### 5.5.2 Malha de tensão

Para a verificação do desempenho da malha de tensão, o estágio CC-CC deverá ser adicionado, operando conjuntamente com o conversor CC-CA, utilizando um módulo fotovoltaico como fonte de alimentação na entrada. Os parâmetros apresentados na Tabela 5.2 são utilizados para realizar a simulação, com referência de tensão inicial de 400 V. O módulo fotovoltaico utilizado é configurado para operar com potência nominal, sob uma irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup>, com temperatura constante de 25° C. Para isso, os parâmetros apresentados na Tabela 3.8 são inseridos em um bloco destinado a emular arranjos fotovoltaicos no PSIM<sup>®</sup>. Além disso, outros parâmetros do conversor CC-CC que foram utilizados são:  $n = 16,66$ ,  $L_R = 1 \mu\text{H}$ ,  $L = 40 \text{ mH}$  e  $C_{pv} = 82 \mu\text{F}$ . Como o algoritmo de MPPT não foi implementado em simulação, um degrau de 1% da tensão  $V_{link}$  é aplicado na referência de tensão no instante  $t = 1,2 \text{ s}$ , elevando a tensão de 400 V para 404 V. O resultado obtido é apresentado na Figura 5.18.



Figura 5.18 – Resultado de simulação para o controle da tensão do *link* CC após um degrau na referência de 400 V para 404 V.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Este resultado comprova a eficácia do controlador de tensão projetado, rastreado a referência com erro praticamente nulo em regime permanente devido à ação proporcional-integral do controlador. Para a referência de tensão de 404 V, obteve-se um valor médio de  $v_{link}$  de 403,6 V, resultando em um erro percentual de apenas 0,1%. O tempo para que a tensão atinja 99% do valor de referência é em torno de 0,25 a 0,3 s, devido ao emprego de uma frequência de cruzamento por zero bastante reduzida em comparação com a utilizada na malha de corrente.

## 5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou a descrição da estratégia de controle utilizada, a modelagem do inversor, a descrição dos algoritmos de sincronismo e MPPT e o projeto dos controladores. A modelagem do inversor foi realizada para a obtenção das duas plantas necessárias para os projetos das malhas de corrente e tensão. Os controladores de corrente e tensão foram projetados utilizando o método da resposta em frequência, fazendo uso da transformada bilinear, incluindo o atraso de implementação. Para o projeto da malha de corrente, inicialmente apenas um controlador ressonante foi projetado, visando apenas o rastreamento de uma referência senoidal. Posteriormente, mais estruturas ressonantes foram adicionadas a este controlador devido à influência das componentes harmônicas da tensão da rede, as quais podem gerar uma distorção harmônica considerável na corrente caso não sejam atenuadas. Para o projeto da malha de tensão, utilizou-se uma frequência de cruzamento por zero bastante inferior

ao valor escolhido para a malha de corrente, de modo que essas malhas possam operar desacopladas. Uma ação proporcional-integral foi empregada para rastrear uma referência contínua de tensão, além de um filtro *notch*, utilizado para que o ganho em 120 Hz seja bastante reduzido. Finalmente, resultados de simulação foram realizados para comprovar o desempenho satisfatório dos controladores projetados.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1 INTRODUÇÃO

Os resultados experimentais serão apresentados neste capítulo de modo a validar a operação dos conversores e o sistema de controle projetado. Inicialmente, serão apresentadas as principais formas de ondas dos conversores CC-CC e CC-CA, ambos operando em malha aberta, analisando seus respectivos rendimentos. Após isso, os resultados em malha fechada serão mostrados para o microinversor, com os dois estágios operando conjuntamente, onde o conversor CC-CC elevará a tensão do módulo PV (emulador fotovoltaico) e o conversor CC-CA, além de controlar a corrente injetada na rede elétrica, também regulará o *link* CC, realizando o MPPT de maneira indireta. Maiores detalhes a respeito dos protótipos desenvolvidos são apresentados no Apêndice B.

Salienta-se que as aquisições das variáveis e a implementação das modulações e dos controladores digitais foram realizadas em um DSP TMS320F28335 (Texas Instruments®). As formas de onda foram obtidas em um osciloscópio DPO3034 (Tektronix®). Finalmente, as medidas de grandezas elétricas para a análise de rendimento, conteúdo harmônico e percentual das ondulações foram obtidas com o analisador de potência WT1800 (Yokogawa®).

### 6.2 RESULTADOS EM MALHA ABERTA

#### 6.2.1 Conversor CC-CC

Neste item, as principais formas de onda do conversor CC-CC são apresentadas. Este conversor opera em malha aberta. Empregou-se uma carga resistiva em sua saída de modo a possibilitar a variação de potência. Na Tabela 6.1, são apresentadas as principais especificações deste conversor. Os valores dos parâmetros foram escolhidos com base nas análises já realizadas previamente no item 3.3.4. Como será justificado posteriormente, optou-se apenas pelo uso da própria dispersão do transformador, sem a adição de uma indutância auxiliar para proporcionar ZVS em uma ampla faixa de carga.

A relação de transformação é de  $n = 16,66$ , como foi previsto anteriormente. Os capacitores foram escolhidos de acordo com seus valores comerciais, a partir dos cálculos realizados no Capítulo 3. Para o capacitor em paralelo com o módulo fotovoltaico, optou-se pelo uso de um único capacitor de filme de polipropileno de 82  $\mu\text{F}$ . A capacitância do *link* CC

foi obtida através da conexão de seis capacitores de filme de polipropileno de 20  $\mu\text{F}$  em paralelo. Para o indutor de filtro, optou-se por dividir este componente em dois indutores, de 20 mH cada um, conectados em série, cada um instalado em um terminal do conjunto de capacitores do *link* CC. O indutor ressonante de 1  $\mu\text{H}$  é o próprio indutor de dispersão do transformador. Informações mais detalhadas a respeito dos componentes utilizados são apresentadas no Apêndice B.

Tabela 6.1 – Especificações do conversor CC-CC.

Parâmetros	Valor
Frequência de comutação ( $f_s$ )	24 kHz
Ângulo de defasagem ( $\varphi$ )	5°
Razão cíclica efetiva ( $D_{\text{oeff}}$ )	0,93 a 0,954
Relação de transformação ( $n$ )	16,66
Indutor ressonante ( $L_R$ )	1 $\mu\text{H}$
Capacitor paralelo do PV ( $C_{pv}$ )	82 $\mu\text{F}$
Capacitor do <i>link</i> CC ( $C_{\text{link}}$ )	120 $\mu\text{F}$
Indutor de filtro ( $L$ )	40 mH

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos utilizando um emulador fotovoltaico E4360A (Agilent®), onde foram programadas as curvas apresentadas na Figura 3.18. Os valores utilizados para a programação das curvas são apresentados na Tabela 6.2. Estes valores foram obtidos considerando uma temperatura ambiente de 25 °C. O código utilizado para gerar essas curvas é apresentado com maior detalhamento em (CASARO; MARTINS, 2008). Entre parênteses, ao lado do valor da irradiância, é informada a potência máxima gerada.

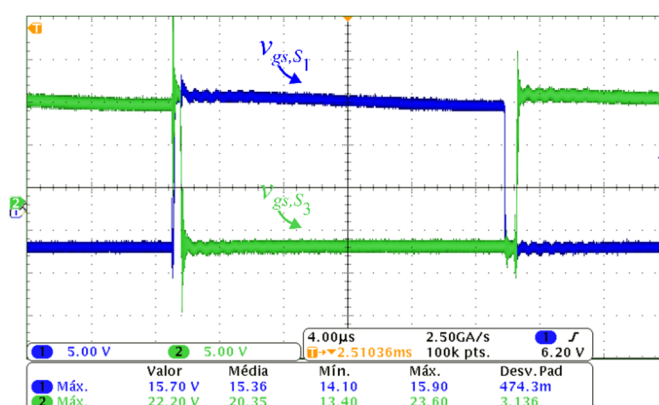
Para que o conversor opere em torno do ponto de máxima potência de tensão e corrente, uma carga eletrônica CC foi conectada em série com resistências de valor fixo, de 150 e 300  $\Omega$ . Assim, o ajuste da resistência foi feito para cada nível de irradiância utilizado, de modo que o módulo fotovoltaico fornecesse a máxima potência possível. Na Figura 6.1 são mostrados os sinais de comando ( $v_{gs}$ ) das chaves  $S_1$  e  $S_3$ , de modo a validar a modulação *phase-shift* utilizada. Nesse caso, para um ângulo  $\varphi$ , de 5°, a defasagem entre essas chaves é de 185°.

Tabela 6.2 – Principais parâmetros das curvas de irradiância do módulo PV para uma temperatura ambiente de 25 °C.

Irradiância	Tensão de máxima potência	Corrente de máxima potência	Corrente de curto-circuito	Tensão de circuito aberto
200 W/m <sup>2</sup> (37 W)	25,17 V	1,479 A	1,641 A	30,16 V
300 W/m <sup>2</sup> (57,53 W)	25,59 V	2,248 A	2,461 A	30,86 V
400 W/m <sup>2</sup> (78 W)	25,88 V	3,017 A	3,282 A	31,35 V
500 W/m <sup>2</sup> (98,67 W)	26,06 V	3,786 A	4,102 A	31,73 V
600 W/m <sup>2</sup> (119 W)	26,17 V	4,55 A	4,922 A	32,04 V
700 W/m <sup>2</sup> (140 W)	26,24 V	5,320 A	5,743 A	32,32 V
800 W/m <sup>2</sup> (160 W)	26,27 V	6,087 A	6,565 A	32,53 V
900 W/m <sup>2</sup> (180 W)	26,28 V	6,851 A	7,384 A	32,73 V
1000 W/m <sup>2</sup> (200 W)	26,29 V	7,61 A	8,2 A	32,9 V

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 6.1 – Sinais de comando  $v_{gs}$  das chaves  $S_1$  e  $S_3$  (5 V/div).

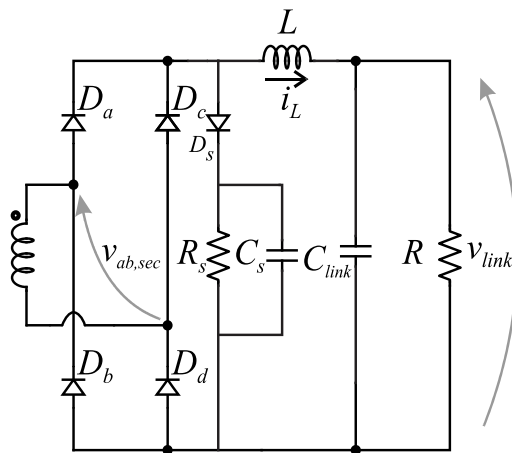


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Observa-se um elevado sobressinal na tensão  $v_{gs}$  da chave  $S_3$ . Isto ocorre devido ao uso de uma ponteira de tensão isolada, que possui uma capacitância bastante elevada. Esses sinais foram medidos para o conversor operando com potência máxima do módulo PV de 200 W.

Neste trabalho, um circuito de grampeamento da tensão  $v_{ab,sec}$  foi empregado para limitar os *spikes* de tensão no secundário do transformador, uma vez que este dispositivo encontra-se entre dois indutores (indutor ressonante no primário e indutor de filtro no secundário, após a ponte de diodos). O projeto foi baseado em (ROGGIA, 2013). O grampeador projetado, mostrado na Figura 6.2, é composto por um diodo ultra-rápido,  $D_s$ , um conjunto de resistências em série,  $R_s$ , totalizando 200 k $\Omega$ , e um capacitor de filme de polipropileno,  $C_s$ , de 10 nF. Maiores detalhes a respeito dos componentes utilizados podem ser encontrados no Apêndice B.

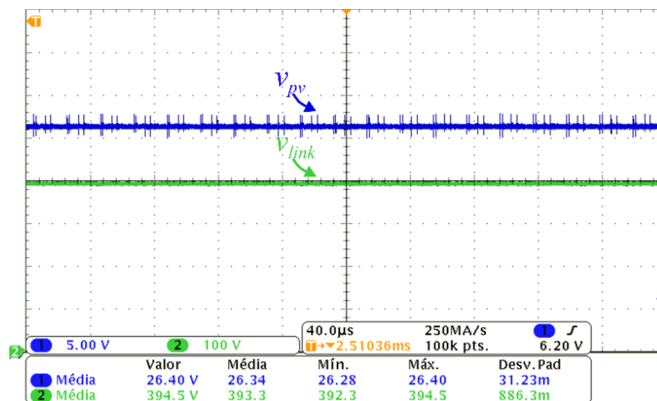
Figura 6.2 – Secundário do conversor CC-CC com destaque ao circuito grampeador.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir da implementação desse circuito, foram medidas as tensões  $v_{pv}$  e  $v_{link}$ , apresentadas na Figura 6.3.

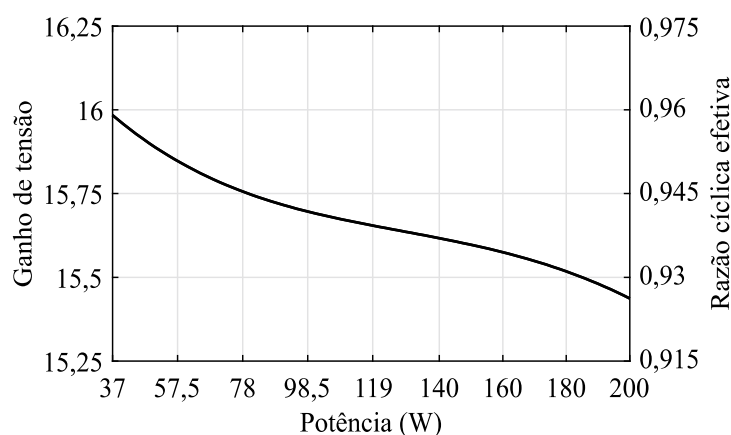
Figura 6.3 – Tensões  $v_{pv}$  (5 V/div) e  $v_{link}$  (100 V/div).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O valor médio da tensão  $v_{pv}$ , verificado no equipamento WT1800, é de 26,3 V (tensão de máxima potência para 200 W). Além disso, a tensão média de  $v_{link}$  é de 405 V. Conforme se observa na Figura 6.3, o ganho de tensão obtido foi de 15,4, para a operação com 200 W. Dividindo esse valor pela relação de transformação utilizada, obtém-se a razão cíclica efetiva. Neste caso,  $D_{oeff} = 0,925$ . Desconsiderando a redução do ganho de tensão devido ao ângulo  $\phi$ , de 0,028, e o efeito do tempo morto entre as chaves, implementado digitalmente com um valor de 250 ns, constata-se que a perda de razão cíclica,  $\Delta D$ , é de 0,035, um valor próximo de 0,03, previamente calculado no Capítulo 3. Assim, programando as curvas de irradiância no emulador fotovoltaico e alterando o valor da resistência de carga,  $R$ , para que o módulo fotovoltaico opere sempre próximo ao ponto de máxima potência, foram calculados os ganhos de tensão do conversor e razão cíclica efetiva, utilizando as variáveis  $v_{pv}$  e  $v_{link}$ , medidas com o analisador de potência WT1800. A curva resultante é mostrada na Figura 6.4.

Figura 6.4 – Curva do ganho de tensão e razão cíclica *versus* potência.

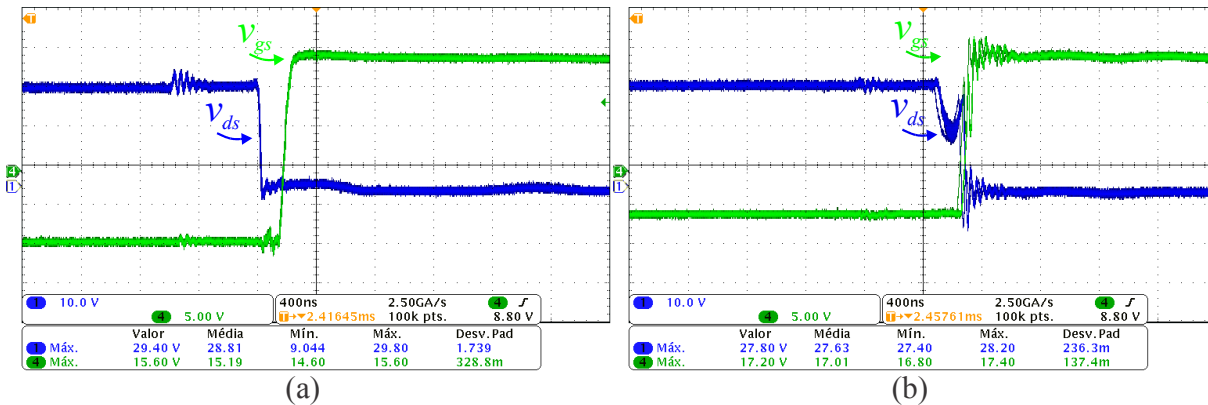


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Como já esperado, quanto menor a potência, maior o ganho de tensão e, consequentemente, maior a razão cíclica efetiva. Devido à pequena redução da tensão de máxima potência à medida que a irradiância se torna menor, é razoável afirmar que a tensão no *link* CC ficará em uma faixa estreita de valores, sem grandes variações, sempre com um nível de pelo menos 390 V. É importante salientar que esses testes foram realizados para a condição de temperatura ambiente de 25 °C.

Na Figura 6.5 são apresentados resultados para análise da condição de ZVS para a chave  $S_4$ , onde verificou-se a existência de ZVS para 200 W e a não existência para 119 W.

Figura 6.5 – Verificação da condição de ZVS em  $S_4$  para: (a) 200 W. (b) 119 W.

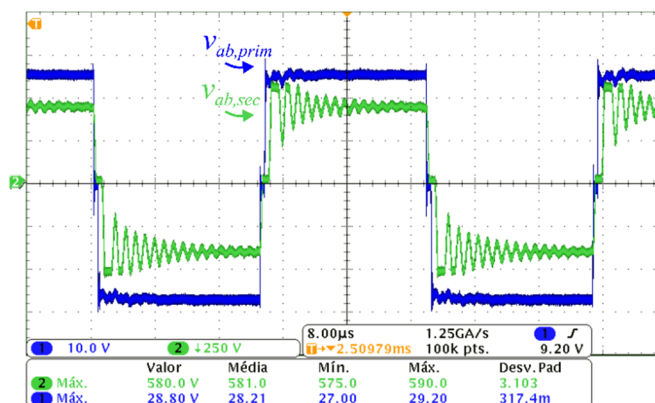


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir da Figura 6.5, é possível afirmar que a energia proveniente do indutor de dispersão, para a operação com 119 W, não é suficiente para que as chaves do braço em atraso entrem em condução com tensão nula. Além disso, a operação com 119 W não é o limite da condição de ZVS, ou seja, as chaves do braço em atraso possuem perdas de comutação em seu acionamento para potências superiores a esta. No entanto, como já citado anteriormente, as chaves do braço fixo possuem ZVS para toda a faixa de potência analisada neste trabalho.

Na Figura 6.6 são mostradas as tensões no primário do transformador,  $v_{ab,prim}$ , e no secundário do transformador,  $v_{ab,sec}$ , para o conversor operando com a potência nominal de entrada de 200 W.

Figura 6.6 – Tensões no primário (10 V/div) e secundário do transformador (250 V/div).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

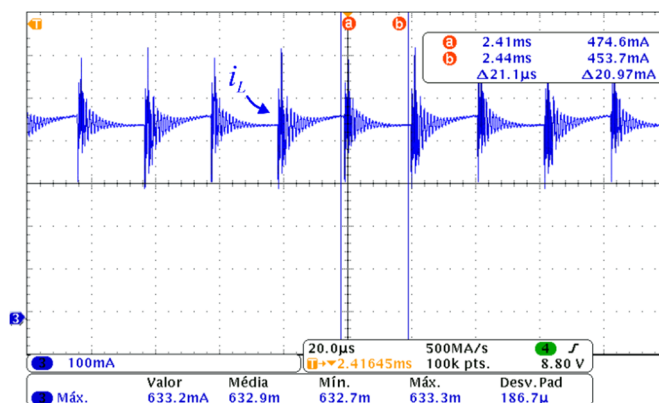
É possível observar a ação do circuito grampeador inserido no secundário. A tensão  $v_{ab,sec}$  é grampeada em um valor próximo a 580 V. Esse valor poderia ser reduzido, através da redução



do valor das resistências que compõem  $R_s$ . No entanto, isso acarretaria em uma dissipação de potência maior no circuito de grameamento, reduzindo o rendimento do conversor.

Por fim, na Figura 6.7 é mostrada a ondulação de alta frequência da corrente  $i_L$  para o conversor operando com uma potência de 200 W.

Figura 6.7 – Ondulação de alta frequência na corrente do filtro  $L$  (100 mA/div).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Devido à baixa ondulação de alta frequência presente nessa variável, foram utilizados os cursores do osciloscópio para verificar os valores máximos e mínimos de corrente, que ocorrem, respectivamente, no término da magnetização e no término da desmagnetização do indutor. Além disso, é possível notar um processo de ressonância, com picos de corrente significativos, toda vez que a derivada de corrente muda de polaridade.

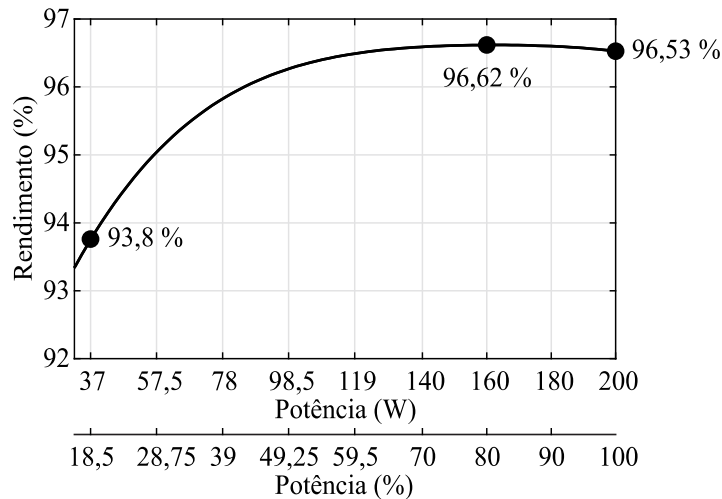
A partir de (3.49), considerando um indutor de 40 mH, a ondulação de corrente calculada é de 19,8 mA para uma corrente média de 458 mA, apresentando uma ondulação de corrente percentual de 4,32%. Como é possível ver na Figura 6.7, a ondulação obtida através do osciloscópio foi de 21 mA para uma corrente média de 464 mA. Assim, a ondulação de corrente percentual obtida foi de 4,5 %, comprovando a eficácia no projeto e escolha do indutor de filtro  $L$ .

Finalmente, na Figura 6.8 é apresentada a curva de rendimento deste conversor. Como pode ser visto, o conversor apresenta um elevado rendimento para uma ampla faixa de carga, característica essencial para esse tipo de aplicação. Mesmo utilizando um circuito grameador, o rendimento é superior a 96% a partir de 50% da potência nominal. O rendimento máximo obtido foi de 96,62% para uma potência de 160 W (800 W/m<sup>2</sup>).

As perdas são acentuadas para valores inferiores à 50% da potência nominal, pois a potência dissipada no circuito grameador é praticamente constante. Além disso, a perda de

ZVS das chaves do braço em atraso possui uma pequena contribuição para essa queda de rendimento.

Figura 6.8 – Curva de rendimento *versus* potência do conversor CC-CC.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

## 6.2.2 Conversor CC-CA

Neste item, as principais formas de onda do conversor CC-CA são apresentadas. Primeiramente, são mostradas duas formas de onda do conversor operando em malha aberta, com uma carga resistiva conectada na saída, de modo a validar a modulação utilizada e a ondulação de corrente no filtro  $i_{Lf}$ . Após isso, a curva de rendimento do conversor é apresentada. Na Tabela 6.3 são apresentadas as principais especificações deste conversor.

Tabela 6.3 – Especificações do conversor CC-CA.

Parâmetros	Valor
Frequência de comutação ( $f_s$ )	12 kHz
Indutor de filtro ( $L_f$ )	14 mH
Tensão do <i>link</i> CC ( $V_{link}$ )	400 V
Tensão eficaz de saída ( $v_{rede,rms}$ )	220 V
Índice de modulação em amplitude ( $m_a$ )	0,78

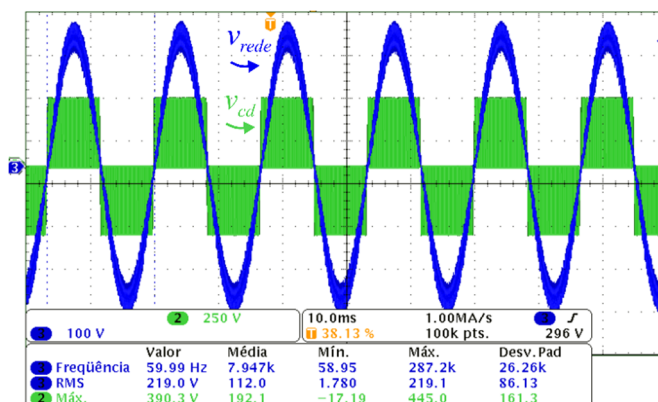
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os valores dos parâmetros foram escolhidos com base nas análises já realizadas previamente no item 4.3.3. O indutor de filtro,  $L_f$ , foi dividido em dois indutores de 7 mH cada, conectados em série a cada terminal de saída do inversor. Informações mais detalhadas a respeito dos componentes utilizados são mostradas no Apêndice B.

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos utilizando uma fonte de tensão modelo 6813B (Agilent®) na alimentação do *link* CC. Para a operação do conversor com potência nominal de entrada, de 200 W, utilizou-se uma resistência fixa, de 200  $\Omega$ , em série com uma resistência variável, ajustada para 40  $\Omega$ , totalizando 240  $\Omega$ . Para a obtenção da curva de rendimento, mais resistências variáveis foram conectadas em série, de modo que a potência fosse alterada, mantendo a tensão eficaz de saída no mesmo valor para todos os testes (220 V).

Na Figura 6.9 são mostradas as tensões aplicada à carga resistiva,  $v_{rede}$ , e a tensão de três níveis previamente ao filtro,  $v_{cd}$ . Os resultados foram obtidos para a potência nominal de entrada.

Figura 6.9 – Tensão  $v_{rede}$  (100 V/div) e tensão  $v_{cd}$  (250 V/div).



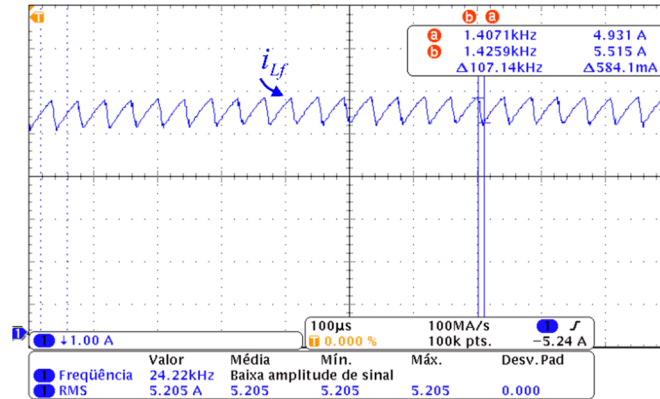
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Esses resultados mostram que a modulação SPWM utilizada sintetiza três níveis de tensão, resultando em uma tensão eficaz de 220 V após o filtro  $L_f$ , com frequência de 60 Hz. Na Figura 6.10, é mostrada a ondulação de alta frequência da corrente  $i_{L_f}$  para a potência nominal de entrada. Os cursores do osciloscópio são utilizados para estimar o percentual de ondulação de alta frequência.

Para a medição, empregou-se quatro voltas na ponteira de corrente. Dessa maneira, a ondulação de corrente obtida foi de 146 mA, para um valor médio próximo ao pico, de 1,30 A, resultando em 11,3 % de ondulação de alta frequência. Esse valor é inferior ao calculado no

item 4.3.3.3, onde a ondulação percentual foi calculada também para um valor médio próximo ao pico.

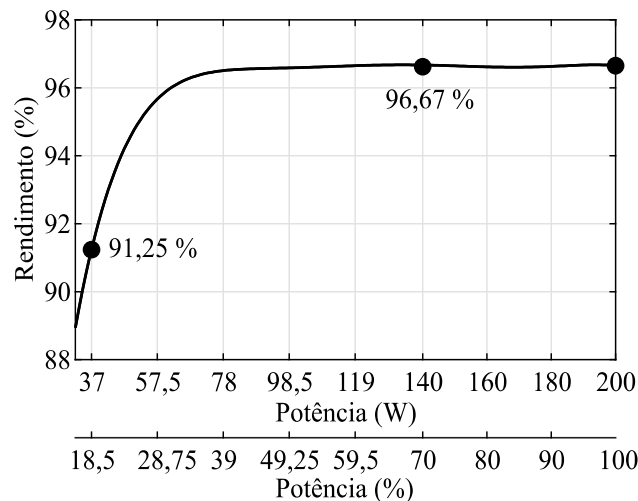
Figura 6.10 – Ondulação de alta frequência na corrente do filtro  $L_f$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por fim, na Figura 6.11 é apresentada a curva de rendimento deste conversor. Observa-se que o conversor apresenta um elevado rendimento em uma ampla faixa de carga, com um rendimento superior a 96% a partir de 50% da potência nominal. O rendimento máximo obtido foi de 96,67%, para uma potência de 140 W (700 W/m<sup>2</sup>).

Figura 6.11 – Curva de rendimento *versus* potência do conversor CC-CA.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

### 6.3 RESULTADOS EM MALHA FECHADA

Diferente dos casos anteriores, agora a tensão do *link CC*,  $v_{link}$ , possuirá um valor distinto para cada nível de irradiância programada na fonte emuladora. Além disso, o índice de modulação em amplitude,  $m_a$ , não será fixo, mas definido a partir da tensão média do *link CC* e do valor de pico da rede. As demais especificações constantes na Tabela 6.1 e na Tabela 6.3 continuam válidas. Para realizar a conexão com a rede, foi utilizado um variac monofásico que, basicamente, é um autotransformador com *taps* ajustáveis, permitindo elevar a tensão de saída até o valor eficaz nominal de 220 V.

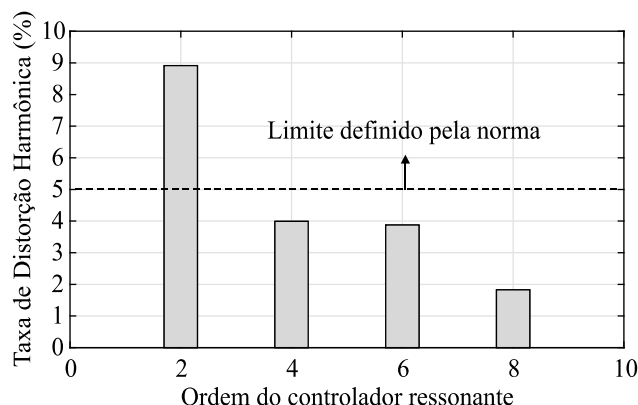
Inicialmente, a ordem do controlador de corrente utilizado para a obtenção de todos os resultados será definida a partir da análise da corrente injetada na rede elétrica, levando em conta os limites estabelecidos pela norma apresentada no item 1.4.2. Os resultados apresentados previamente a validação do MPPT serão obtidos sem o uso do algoritmo. Assim, a definição da tensão de referência para o *link CC* será feita manualmente, de modo que o módulo fotovoltaico opere próximo do ponto de máxima potência. É importante frisar que os resultados para comprovação da eficácia do sistema proposto e análise das ondulações são realizados sob uma temperatura constante de 25°C. Para a validação do algoritmo de MPPT empregado, a temperatura será variada de modo que a tensão de máxima potência tenha uma alteração significativa.

Posteriormente, após mostrar que as ondulações de 120 Hz de  $v_{pv}$  e  $i_{pv}$  são suficientemente baixas para que o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência seja utilizado com eficácia, adotar-se-á o método Perturba e Observa para implementar o MPPT, conforme descrito no Capítulo 5. Para a validação do algoritmo, serão testadas variações nas curvas de irradiância e também na temperatura do módulo fotovoltaico.

O algoritmo de sincronismo utilizado para detecção da fase da rede elétrica foi o Filtro de Kalman. A partir disso, foram testados quatro tipos de controladores para o controle da corrente: (i) ressonante em 60 Hz; (ii) multi-ressonante em 60 Hz e 180 Hz; (iii) multi-ressonante em 60 Hz, 180 Hz e 300 Hz; (iiii) multi-ressonante em 60 Hz, 180 Hz, 300 Hz e 420 Hz. Esse teste é realizado previamente a apresentação das formas de onda da tensão da rede e corrente injetada nela pois, assim, será definido o controlador utilizado para a aquisição dos demais resultados.

Assim, os resultados de THD da corrente, para a potência nominal do módulo fotovoltaico de 200 W, são mostrados na Figura 6.12.

Figura 6.12 – Taxa de distorção harmônica para diferentes ordens de controladores ressonantes.



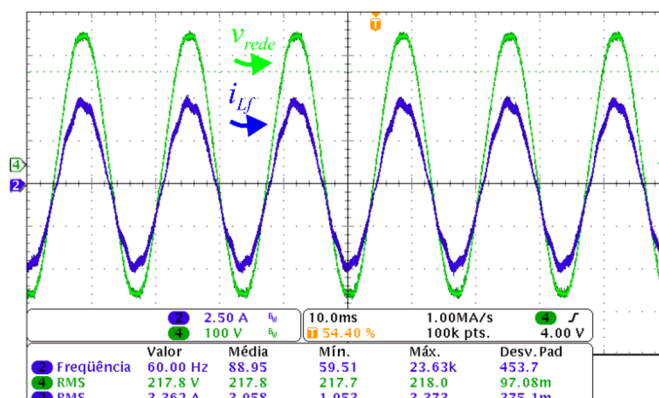
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Esses resultados foram obtidos utilizando uma rede elétrica monofásica, com THD de tensão de aproximadamente 1,8%. Para cálculo da THD de corrente, foram consideradas componentes harmônicas até a 50ª ordem (conforme a norma IEEE-519). Os valores das componentes foram adquiridos com o equipamento WT1800.

Como esperado, o pior resultado obtido foi utilizando um controlador ressonante com ganho elevado apenas em 60 Hz, apresentando uma THD de 8,91%, enquanto que o melhor foi utilizando o controlador de ordem mais elevada, apresentando uma THD de apenas 1,83%. É interessante constatar que os valores obtidos para o controlador de 4ª ordem e de 6ª ordem são muito próximos, de 4% e 3,88%, respectivamente. Esse fato foi verificado pois a 5ª componente harmônica da corrente, em 300 Hz, mostrou-se bastante reduzida mesmo sem o controlador possuir alto ganho nessa frequência.

Dessa maneira, esses dois controladores, além do controlador de ordem mais elevada, acabaram atendendo à norma de THD. Assim, na Figura 6.13 são apresentadas a tensão da rede elétrica e a corrente injetada nela utilizando o controlador multi-ressonante de 6ª ordem, para a potência nominal do módulo fotovoltaico de 200 W.

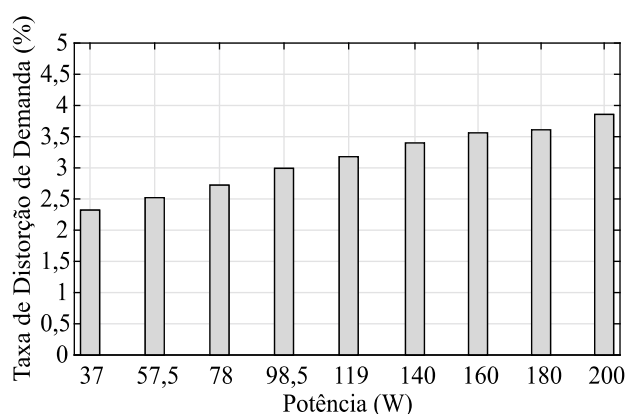
Figura 6.13 – Tensão da rede elétrica (100 V/div) e corrente injetada nela (2,5 A/div).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Novamente, foram empregadas quatro voltas na ponteira de corrente afim de melhorar a precisão da medida. Dessa maneira, a corrente eficaz injetada na rede obtida foi de 0,83 A, para uma tensão eficaz de 221,77 V, totalizando uma potência de 181,6 W. Nota-se a distorção presente nessa corrente, boa parte devido à componente harmônica de 7ª ordem, em 420 Hz. No entanto, por atender às normas já citadas, isso não é prejudicial. Além disso, é possível constatar visualmente a eficácia do filtro de Kalman, fato corroborado pela medida do fator de potência unitário adquirida pelo equipamento WT1800. Na Figura 6.14, o percentual de TDD é apresentado para cada potência do módulo fotovoltaico.

Figura 6.14 – Taxa de distorção de demanda para diferentes potências do módulo PV.

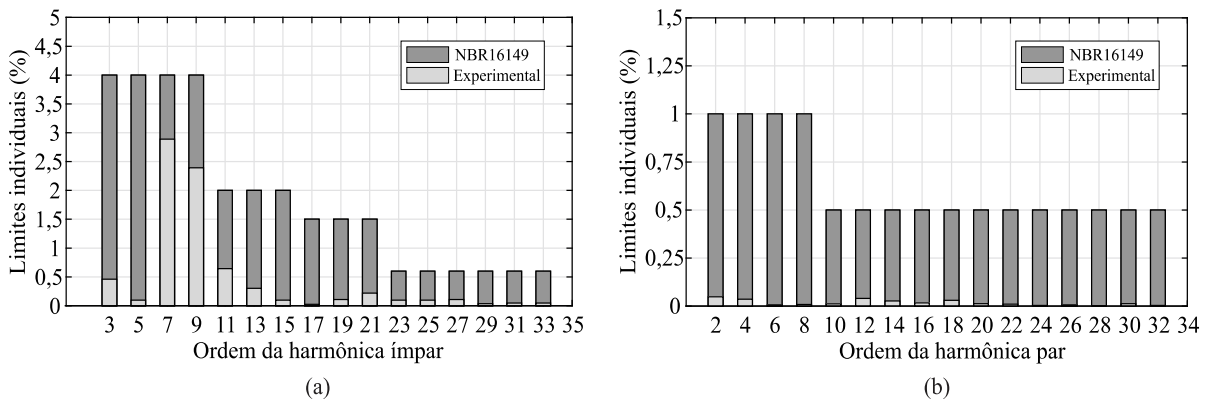


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para os três controladores que estão adequados à norma de THD, todas as amplitudes de cada componente harmônica, até a 50ª ordem, estão dentro dos limites definidos pela norma. Os testes foram realizados para todos os níveis de irradiância apresentados na Tabela 6.2. No

entanto, para mostrar a adequação às normas, apenas as componentes harmônicas obtidas para a potência nominal são apresentadas na Figura 6.15, utilizando o controlador multi-ressonante de 6ª ordem.

Figura 6.15 – Limites individuais de harmônicas: (a) ímpares; (b) pares.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

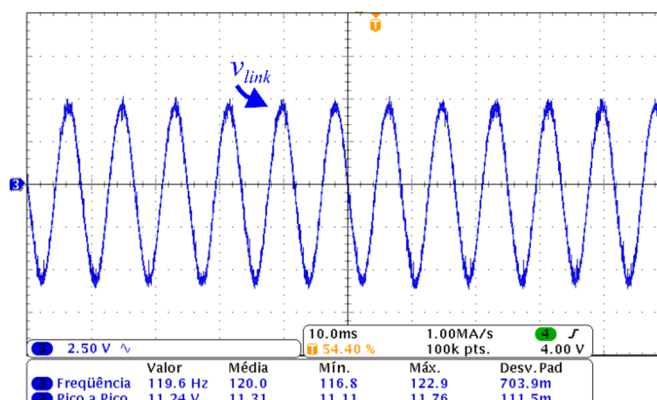
O caso mais próximo do limite é o da componente de 7ª ordem, cujo valor eficaz é de 24 mA, resultando em um percentual de 3,27%. Além disso, os três controladores que atenderam às normas de THD foram testados para verificar o fator de potência e a corrente CC injetada na rede. Os resultados adquiridos mostraram que, em todas as potências testadas, o fator de potência é unitário ou praticamente unitário. Quanto à corrente CC, em todos os casos os valores estiveram dentro do estabelecido pela norma. O valor máximo verificado foi de 1,5 mA na potência nominal.

Para validar o projeto do capacitor do *link* CC, a ondulação de 120 Hz na tensão  $v_{link}$  foi medida para a operação com potência nominal de entrada, onde a amplitude da ondulação é maior, utilizando uma ponteira com acoplamento CA e o equipamento WT1800. Neste caso, a tensão média do *link* CC é regulada em 405,7 V, de modo que a tensão média de  $v_{pv}$  seja 26,3 V. O resultado obtido é apresentado na Figura 6.16.

A tensão de máxima potência determinada como referência para o controlador de tensão do *link* CC é definida testando-se alguns valores em uma faixa de 395 V a 410 V, analisando as medidas de tensão, corrente e potência no equipamento WT1800. O valor adequado será aquele cuja operação do emulador PV ocorra com o fornecimento da máxima potência possível.



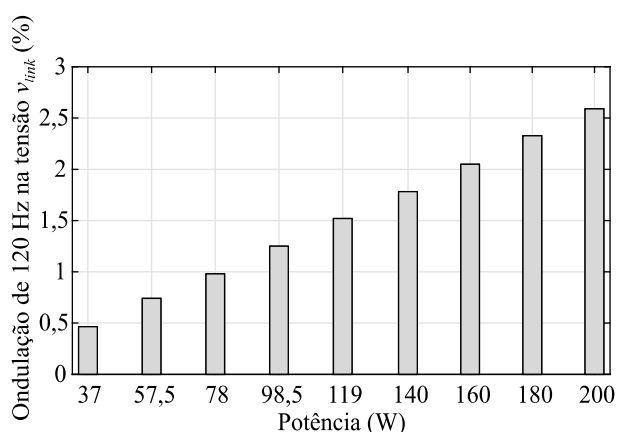
Figura 6.16 – Ondulação de 120 Hz na tensão do *link* CC (2,5 V/div).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O pico a pico da ondulação de 120 Hz obtido foi de 10,51V, equivalente a um percentual de 2,59%. De acordo com a equação (3.52), para a tensão média de 405,7 V, com uma capacitância de 120  $\mu$ F, a ondulação seria de 10,89 V, equivalente a 2,68%. Esse valor foi obtido considerando uma potência ideal de 200 W. Caso as perdas do primeiro estágio fossem consideradas, a precisão poderia ser ainda maior. Mesmo assim, existe bastante proximidade entre o valor teórico calculado e o valor medido experimentalmente. Essas medições também podem ser feitas para todas outras potências. O procedimento para definição da tensão de máxima potência do *link* CC é realizado individualmente para cada valor de potência de entrada, utilizando a mesma metodologia definida anteriormente. Dessa maneira, o percentual de ondulação de 120 Hz obtido para cada potência do módulo PV é apresentado na Figura 6.17.

Figura 6.17 – Ondulação de 120 Hz na tensão do *link* CC para diferentes potências do módulo PV.



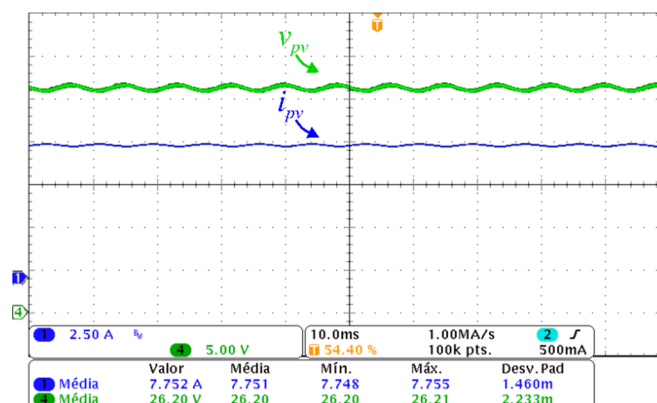
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Este resultado mostra que o decréscimo da amplitude da ondulação no *link* CC segue um padrão quase linear. Isto ocorre pois, como os ganhos de tensão do conversor CC-CC crescem à medida que a potência é reduzida e, como a tensão de máxima potência do módulo PV decresce à medida que a potência também é reduzida, a tensão regulada no *link* CC é pouco alterada para toda a faixa de potência na qual os resultados foram adquiridos. Dessa maneira, a variação da ondulação ocorre a uma taxa quase constante. Esses valores percentuais de ondulação são adequados do ponto de vista do MPPT, pois a sua influência e impacto no rastreamento é praticamente desprezível.

Constatou-se que a menor tensão média no *link* CC para que o módulo fotovoltaico opere próximo ao ponto de máxima potência foi de 400 V, para a potência de entrada de 37 W, enquanto que a maior tensão média foi de 408,8 V, para uma potência de entrada de 98,5 W. Esses valores mostram que, para uma temperatura constante, a tensão de máxima potência para o *link* CC terá pequenas variações. Este fato ocorre em parte pela pequena variação da tensão de máxima potência do módulo PV para diferentes níveis de irradiância (de 25,17 V, para 37 W, até 26,3 V, para 200 W), como também pela característica do conversor CC-CC de elevar o ganho de tensão à medida que a potência é reduzida.

Para a operação do sistema com potência nominal de entrada, a tensão média e a corrente média do módulo fotovoltaico são apresentadas na Figura 6.18 com o intuito de validar o funcionamento do emulador utilizado.

Figura 6.18 – Tensão média (5 V/div) e corrente média (2,5 A/div) do módulo PV.

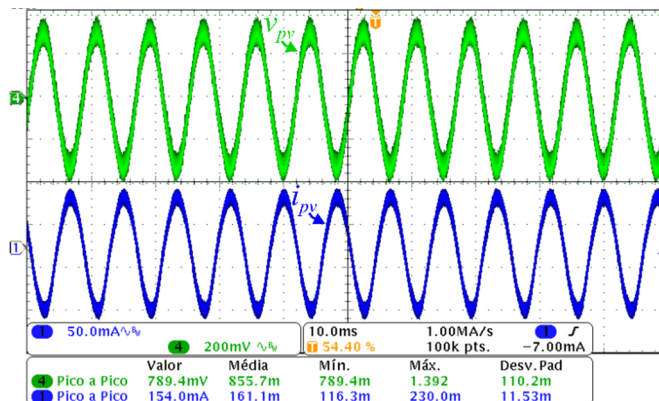


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os resultados adquiridos pelo equipamento WT1800 indicaram um valor médio de 26,30 V para a tensão  $v_{pv}$  e um valor médio de 7,61 A para a corrente  $i_{pv}$ , totalizando uma

potência de 200 W. As ondulações de 120 Hz de  $v_{pv}$  e  $i_{pv}$  são apresentadas na Figura 6.19, utilizando o acoplamento CA nas ponteiras.

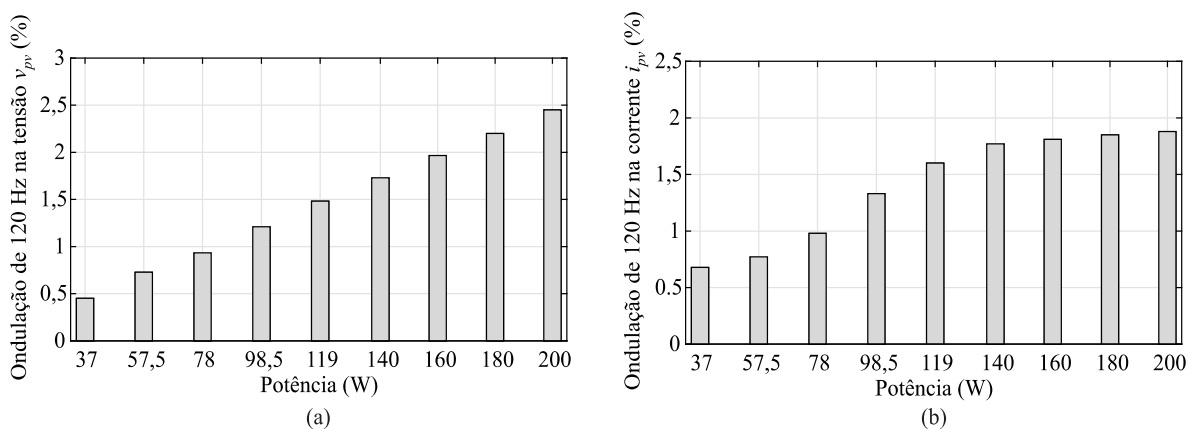
Figura 6.19 – Ondulação de 120 Hz de  $v_{pv}$  (200 mV/div) e  $i_{pv}$  (50 mA/div).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os resultados obtidos mostraram que, para a tensão  $v_{pv}$ , o pico a pico medido foi de 656 mV, equivalente a 2,46%, e, para a corrente  $i_{pv}$ , foi de 143 mA, equivalente a 1,89%. Assim como foi constatado para a tensão  $v_{link}$ , nesse caso as ondulações também são reduzidas à medida que a potência fornecida pelo módulo PV é diminuída. Isto pode ser visto na Figura 6.20, onde as ondulações da tensão e da corrente são apresentadas para diferentes níveis de potência de entrada.

Figura 6.20 – Ondulações de 120 Hz para: (a) tensão  $v_{pv}$ ; (b) corrente  $i_{pv}$ .



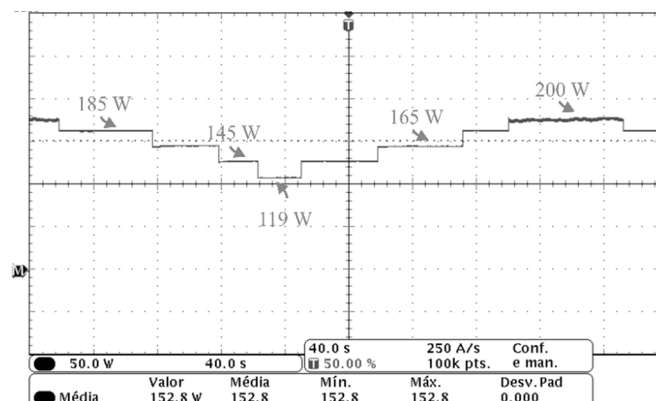
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir dos resultados apresentados, é possível afirmar que o percentual de ondulação é suficientemente reduzido para que o MPPT seja realizado satisfatoriamente. Percebe-se que

a ondulação presente na tensão  $v_{pv}$  é quase idêntica à da tensão  $v_{link}$ , tanto no valor percentual, quanto no comportamento praticamente linear. Esse fato reforça a proposta de regular a tensão do módulo fotovoltaico através do controle da tensão no *link* CC. Quanto à corrente  $i_{pv}$ , o comportamento é menos linear, porém, também possui valores reduzidos, atendendo às expectativas para que o MPPT seja realizado no *link* CC. As medições foram realizadas também para a ondulação de 240 Hz (resultado da multiplicação das ondulações de 120 Hz presentes na tensão e na corrente) presente na potência fornecida pelo módulo fotovoltaico. Constatou-se que, além do comportamento não ser linear, o percentual de ondulação máximo obtido foi de 0,80% para a potência nominal de entrada de 200 W.

Utilizando o algoritmo de MPPT, com o método P&O gerando uma nova tensão de referência a cada 3 s, a potência de entrada foi reduzida, a partir de 200 W, até 119 W. Para isso, o nível de irradiância foi reduzido de 1000 W/m<sup>2</sup> até 600 W/m<sup>2</sup>, com degraus de 75 W/m<sup>2</sup>, 100 W/m<sup>2</sup> e 125 W/m<sup>2</sup>, todos sob temperatura constante de 25° C. Os diferentes valores das variações de irradiância foram utilizados para verificar o comportamento do algoritmo de MPPT sob diferentes situações de irradiação. O resultado obtido é apresentado na Figura 6.21, onde as variações de irradiância ocorreram num período de quase sete minutos. Essa forma de onda foi obtida através da multiplicação das variáveis  $v_{pv}$  e  $i_{pv}$  utilizando o canal de operação matemática do osciloscópio.

Figura 6.21 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiância.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

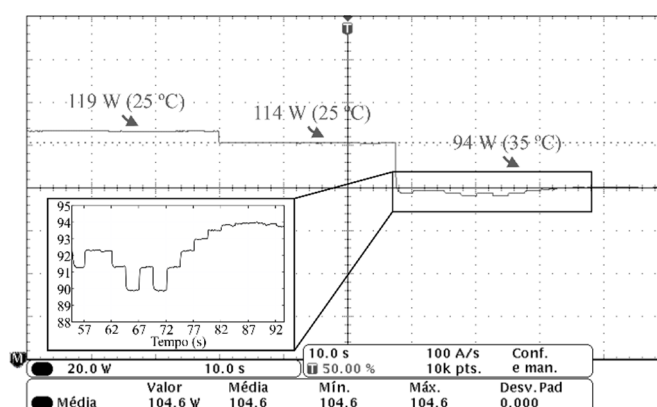
A partir deste resultado, é possível observar que o rastreamento é realizado satisfatoriamente, de maneira que a potência fornecida pelo módulo fotovoltaico seja praticamente constante e próxima do valor máximo para cada curva de irradiância testada.

Como já citado anteriormente, a tensão de máxima potência do *link* CC é pouco alterada para a condição de temperatura constante. Dessa maneira, a tensão de referência gerada pelo algoritmo sofrerá pequenas reduções ou pequenos aumentos, de acordo com o nível de irradiância. Portanto, considerando que a referência é atualizada a cada 3 s, o módulo fotovoltaico acaba por atingir o ponto de máxima potência em torno de 18 a 24 s após a variação da irradiância. Após esse período, a tensão regulada no *link* CC ficará variando em torno do valor ideal, de tal sorte que o módulo fotovoltaico operará muito próximo da máxima potência. No entanto, isso não é um problema, pois verificou-se que o valor médio da potência ficou sempre muito próximo do máximo possível, com reduções de 0,3% a 0,5% (i.e., para 200 W, a potência média pode ser de até 199 W, em torno de 1 W abaixo do valor máximo).

Para ratificar a efetividade do algoritmo utilizado, variou-se também a temperatura do módulo fotovoltaico. Inicialmente, a irradiância era de 600 W/m<sup>2</sup>, sob temperatura constante de 25 °C. Um pequeno degrau de 25 W/m<sup>2</sup> é realizado, também sob temperatura constante de 25 °C. Por fim, a irradiância é reduzida de 575 W/m<sup>2</sup> para 500 W/m<sup>2</sup>, além da temperatura ser elevada de 25 °C para 35 °C, fato que ocasiona a alteração da tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico de 26,15 V para 24,94 V. Nessa situação, a potência máxima de entrada, que era de 114 W, foi reduzida para 94 W. Assim, a tensão de referência gerada pelo algoritmo de MPPT também terá uma redução mais significativa.

A Figura 6.22 apresenta o resultado do processo descrito, realizado ao longo de um período de um minuto e trinta segundos.

Figura 6.22 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiância e da temperatura.

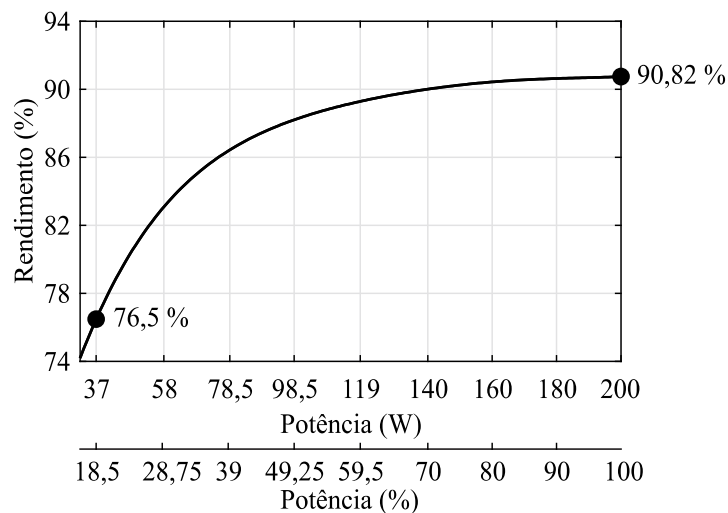


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

No período onde o algoritmo de MPPT rastreia o ponto de máxima potência, após a variação de temperatura, a imagem é ampliada, de modo a mostrar o rastreamento realizado até atingir o ponto de máxima potência, onde a potência média é praticamente constante.

A partir do resultado apresentado, é possível concluir que, mesmo com uma variação mais significativa da tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico, o algoritmo foi capaz de rastrear a tensão que será utilizada como referência para o controle da tensão do *link* CC. De acordo com a imagem ampliada, apresentada na Figura 6.22, o tempo necessário para a entrada em regime permanente, após a variação simultânea de irradiância e temperatura, é de 36 a 39 s, um valor um pouco superior ao que havia sido constatado para o caso anterior, sem variação de temperatura. Contudo, esse tempo pode ser considerado relativamente baixo e plenamente aceitável, pois em uma situação mais realística as variações dos níveis de temperatura e de irradiância ocorreriam de maneira mais suave e lenta. Na Figura 6.23 é apresentada a curva de rendimento do microinversor.

Figura 6.23 – Curva de rendimento *versus* potência do microinversor.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir do resultado apresentado, constatou-se que o rendimento máximo foi obtido na potência nominal do módulo PV, com um valor de 90,82 %. Além dos fatores já mencionados anteriormente que contribuem majoritariamente para as perdas em ambos conversores, o uso de um sensor isolado (descrito com maior detalhamento no Apêndice B) para a medição da tensão do *link* CC, cuja dissipação de potência está diretamente ligada à amplitude desta tensão, acarreta em uma perda com valor praticamente fixo e bastante significativo, principalmente em potências reduzidas. Assim, um projeto buscando maximizar o rendimento global do sistema é

deixado como proposta de trabalho futuro. Dentre as propostas para buscar esta melhoria, estão o uso de um circuito de grampeamento regenerativo no secundário do conversor CC-CC, o uso de um circuito de medição da tensão do *link* CC que dissipe uma potência menor, além da busca por chaves com perdas inferiores às utilizadas no conversor CC-CA.

Finalmente, é importante mencionar dois tipos de eficiências ponderadas utilizadas como figura de mérito para quantizar, com um único valor, o comportamento de um inversor sob diversas condições de operação, em termos de rendimento. Estas figuras de mérito são a “eficiência europeia” e a “eficiência californiana” (CEC), que levam em conta a estatística dos dados de irradiações solares do noroeste da Alemanha e do estado norte-americano da Califórnia, respectivamente. O cálculo é feito a partir de ponderações com relação à potência nominal do inversor (WILHELM, 2011). Em (6.1) e (6.2) são mostrados os procedimentos para realizar esse cálculo, onde  $\eta_{eu}$  e  $\eta_{cec}$  representam as eficiências europeia e californiana, respectivamente.

$$\eta_{eu} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%}, \quad (6.1)$$

$$\eta_{cec} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%}, \quad (6.2)$$

onde  $\eta_x\%$  é a eficiência correspondente ao carregamento a  $x\%$  da potência nominal do inversor.

Utilizando os dados de rendimento obtidos para o microinversor, foram obtidos  $\eta_{eu} = 85,00\%$  e  $\eta_{cec} = 87,55\%$ . Estes valores são inferiores à alguns trabalhos encontrados na literatura. No entanto, como o impacto do sensor utilizado na medição de  $v_{link}$  é bastante negativo, a alteração por um que dissipe uma potência bastante inferior à atual pode elevar significativamente estas eficiências, tornando o uso do microinversor mais atrativo.

#### 6.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou os resultados experimentais dos conversores CC-CC e CC-CA, inicialmente com ambos operando individualmente em malha aberta e, então, com ambos operando conjuntamente em malha fechada. Para os resultados em malha aberta do primeiro estágio, foram apresentadas as formas de onda que comprovaram o funcionamento da modulação utilizada, do circuito de grampeamento inserido no secundário do transformador e do projeto do filtro indutivo, além de apresentar a curva do ganho estático e do rendimento obtido, analisando também a perda de ZVS após um certo valor de potência. Para o segundo estágio, foram analisadas apenas a modulação e o projeto do filtro indutivo de saída, além de apresentar a curva do rendimento obtido. Os valores máximos de rendimento obtidos para o

conversor CC-CC e para o conversor CC-CA foram, respectivamente, 96,62%, para a operação com 160 W, e, 96,67%, para a operação com 140 W.

Nos resultados em malha fechada, foram testados quatro tipos de controladores ressonantes, desde o de menor ordem (2<sup>a</sup>), até o de maior ordem (8<sup>a</sup>). Destes, apenas o ressonante de segunda ordem, com ganho elevado em 60 Hz, não se mostrou adequado para atendimento às normas de conexão com a rede. Assim, os percentuais de TDD e das amplitudes de cada componente harmônica foram apresentados, comprovando a adequação às normas. Além disso, foram apresentadas as ondulações de 120 Hz presentes na tensão do *link* CC e na tensão e corrente do módulo fotovoltaico. Os percentuais máximos obtidos, para a potência nominal de 200 W, na tensão do *link* CC, tensão do módulo PV e corrente do módulo PV foram, respectivamente, 2,59%, 2,46% e 1,89%. Assim, mostrou-se que, com os percentuais reduzidos, é possível implementar o algoritmo de MPPT com eficácia.

Para validar o funcionamento do algoritmo de MPPT, primeiramente foram realizadas variações nos níveis de irradiância. Os resultados mostraram que a potência fornecida pelo módulo fotovoltaico é praticamente constante após cada variação de irradiância, indicando a efetividade do algoritmo. O tempo requerido para atingir um ponto de estabilidade, em regime, varia em torno de 18 a 24 s, especificamente para este teste que foi realizado. Além disso, foram realizadas variações na irradiância e na temperatura, de maneira simultânea. Os resultados apresentados mostraram que o algoritmo continuou rastreando o ponto de máxima potência de maneira satisfatória, atingindo o regime após um período de 36 a 39 s. Por fim, a curva de rendimento global apresentada mostrou-se aquém do resultado esperado, se forem levadas em conta as curvas de rendimento obtidas individualmente para cada conversor. Mesmo assim, o valor máximo obtido foi de 90,80%, para a potência nominal, resultando em uma eficiência europeia de 85,00% e em uma eficiência californiana de 87,55%.



## 7 CONCLUSÃO

Conversores módulo integrado geralmente apresentam rendimentos inferiores à inversores por *string*, por utilizarem um estágio adicional para elevar a tensão de um módulo fotovoltaico. No entanto, essa configuração apresenta rastreamento aprimorado do ponto de máxima potência, eliminando problemas devido às diferenças nas propriedades elétricas de diferentes módulos de um arranjo e devido ao sombreamento parcial. Outras vantagens são a característica do tipo "*plug and play*" e a inexistência de cabeamento CC. Estas vantagens proporcionam maior segurança, confiabilidade, modularidade e simplicidade na instalação. Ademais, o estágio adicional usualmente possui isolamento, garantindo maior segurança pessoal e eliminando o caminho para circulação de correntes de fuga. Por fim, dentre as topologias para conversores módulo integrado, as que utilizam *link* CC apresentam maior simplicidade, pelo fato de que a modulação e o controle são realizados de maneira independente para cada estágio. Além disso, o(s) capacitor(es) que constituem esse *link* estão localizados no barramento de entrada do inversor, no lado de alta tensão, reduzindo significativamente as ondulações de 120 Hz que se propagam pelo sistema, permitindo o uso de capacitores de filme de polipropileno, com elevada vida útil. Neste sentido, o objetivo principal desta Dissertação de Mestrado foi desenvolver um conversor módulo integrado, com transformador de isolamento em alta frequência, para realizar a conexão de geração fotovoltaica à rede elétrica, realizando o rastreamento do ponto de máxima potência, além de adequar-se às normas relacionadas à corrente injetada na rede elétrica.

Ao longo do Capítulo 2, foram apresentadas diversas topologias de conversores CC-CC para a estrutura de conversores módulo integrado com *link* CC. Dentre as topologias revisadas, as estratégias utilizadas para garantir o elevado ganho de tensão consistiram em utilizar topologias intercaladas, como o *flyback interleaved*, adição de indutores e/ou capacitores a partir de topologias básicas e tradicionais, como o *boost*, além de utilizar conversores em ponte, com característica ressonante. Constatou-se que as estruturas com *link* CC são bastante vantajosas para aplicações fotovoltaicas por possuírem simplicidade em termos de modulação e controle, realizados individualmente em cada estágio. Assim, o capacitor utilizado para o desacoplamento está no lado de alta tensão, reduzindo o valor da capacitância necessária para atenuar as ondulações de 120 Hz, características de sistemas monofásicos. No caso das topologias com pseudo *link* CC, o capacitor de desacoplamento está posicionado na entrada do conversor CC-CC, no lado de baixa tensão, portanto, seu valor é bastante elevado, comparado às topologias com *link* CC, sendo necessário o uso de capacitores eletrolíticos.

Nestes conversores, as perdas de comutação no inversor são consideravelmente menores do que nos conversores com *link* CC. No entanto, com o surgimento de novas tecnologias de semicondutores, o impacto negativo deste fato é minimizado.

No Capítulo 3, o conversor em ponte completa, modulado por deslocamento de fase, com comutação sob zero de tensão, foi apresentado. Para realizar essa escolha, foram levados em conta os requisitos da aplicação deste trabalho e as vantagens e desvantagens apresentadas pelos conversores analisados no Capítulo 2. Assim, o conversor escolhido pode oferecer elevado ganho de tensão através de um transformador com alta relação de transformação, bem como isolamento galvânica, além de apresentar simplicidade e alto rendimento. A partir disso, as etapas de operação deste conversor foram apresentadas afim de melhorar a sua compreensão. Também foram utilizadas equações para analisar a influência do indutor ressonante, constatando-se que seu valor pode elevar ou reduzir a faixa de ZVS para as chaves que compõem o braço em atraso, além de também elevar ou reduzir o ganho estático do conversor. Como a aplicação exige um elevado ganho de tensão e elevado rendimento, concluiu-se que o ângulo de defasagem da modulação utilizada precisa ter um valor reduzido, assim como o indutor ressonante, afim de não empregar relações de transformação muito grandes que possam resultar em significativa dispersão no transformador. Neste capítulo também foi apresentado o módulo fotovoltaico empregado e obteve-se as resistências  $R_s$  e  $R_p$  que compõe o seu circuito equivalente. Estas resistências possuem grande importância, pois são utilizadas no algoritmo responsável por gerar as curvas de irradiância do módulo. Por fim, foram definidos os parâmetros de operação e os componentes físicos deste conversor. Para a frequência de comutação, as perdas de comutação foram prioritariamente levadas em conta. Para os capacitores em paralelo com o módulo fotovoltaico e de desacoplamento, os valores mínimos foram calculados, respectivamente, visando a redução da ondulação de alta frequência e de 120 Hz. Quanto ao ângulo de defasagem, empregou-se um valor bastante reduzido, garantindo elevado ganho estático. O valor mínimo para o indutor de filtro foi calculado a partir de um valor de ondulação de corrente máxima.

No Capítulo 4, uma breve revisão foi realizada acerca das topologias de inversores utilizados em aplicações fotovoltaicas. Nas revisões de conversores módulo integrado, constatou-se que o primeiro estágio recebe maior atenção e, por isso, a revisão dos inversores recebeu menor ênfase. Através da revisão, selecionou-se o inversor em ponte completa, com modulação SPWM unipolar, como o segundo estágio do microinversor. Para esta escolha, foi levada em conta a existência da isolamento entre módulo fotovoltaico e rede elétrica. Desta maneira, tendo observado que a maioria dos inversores possuem modificações estruturais

visando à redução da tensão de modo comum e desacoplamento entre o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica, optou-se por uma topologia que oferece simplicidade, pois estes problemas inexistem neste caso. O filtro de saída também foi definido com base na maior simplicidade. Devido ao reduzido número de componentes e à comutação ser *hard-switching*, este estágio necessita de poucas análises, cabendo então definir os parâmetros de operação e de componentes físicos. Para a frequência de comutação, a escolha foi baseada na redução das perdas de comutação. Quanto ao indutor de filtro, foram utilizadas as definições de ondulação de corrente e da distorção harmônica devido às componentes de alta frequência. Por fim, o índice de modulação foi brevemente descrito, pois seu valor será variável, de acordo com a tensão média do *link* CC e a tensão de pico da rede.

A descrição da estratégia de controle, dos algoritmos de sincronismo e MPPT, modelagem do inversor e projeto dos controladores, foram realizadas no Capítulo 5. Quanto à estratégia de controle, o objetivo da malha externa de tensão é regular o barramento do inversor, rastreando o ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico de maneira indireta, além de fornecer o valor de pico da referência de corrente a ser injetada na rede elétrica. O da malha de corrente é regular o fluxo de potência ativa através do controle da corrente injetada na rede elétrica. Para que essas malhas possam operar sem acoplamento, a frequência de cruzamento por zero da malha de tensão deve ser muito inferior à da malha de corrente. Para o sincronismo, optou-se pelo Filtro de Kalman, capaz de extrair a fase da componente fundamental da tensão da rede elétrica, sem inserção de fase entre os sinais de entrada e saída. Para o rastreamento do ponto de máxima potência, o método Perturba e Observa foi escolhido, agregando efetividade e simplicidade de implementação. O processo de modelagem foi realizado considerando que toda variável pode ser representada por uma componente média e uma de pequenos sinais. A partir disso, foram utilizados circuitos equivalentes para a obtenção de cada planta. O projeto dos controladores foi realizado a partir do método da resposta em frequência, utilizando a transformada bilinear, incluindo o atraso de implementação quando necessário. Para a malha de corrente, inicialmente foi apresentado o projeto de um controlador ressonante, com elevado ganho em 60 Hz, para rastreamento de uma referência senoidal. Posteriormente, este controlador teve sua ordem ampliada, através da adição de mais controladores ressonantes. Este procedimento foi realizado para atenuar a influência das componentes harmônicas da tensão da rede elétrica, múltiplas de 60 Hz, resultando em um controlador multi-ressonante, com ganhos elevados em 60 Hz, 180 Hz, 300 Hz e 420 Hz. Para o controlador da malha de tensão, empregou-se uma estrutura com ação proporcional-integral para o rastreamento de uma referência de tensão contínua (referência do tipo degrau), aliado a um filtro *notch*, utilizado para

reduzir o ganho em 120 Hz. Este filtro é necessário para garantir que a ação de controle, responsável por gerar o valor de pico da referência de corrente, tenha um comportamento praticamente constante. Finalmente, resultados de simulação foram apresentados para comprovar o desempenho dos controladores projetados. Neste caso, as componentes harmônicas da rede elétrica não foram consideradas, tornando desnecessário testar o multi-ressonante. Da mesma maneira, o MPPT não foi implementado em simulação. Apesar disso, os resultados experimentais, posteriormente apresentados no Capítulo 6, validaram o funcionamento do controlador e do algoritmo.

No Capítulo 6 foram apresentados os resultados para comprovação das análises teóricas e das propostas e objetivos definidos no início deste trabalho. Desta maneira, inicialmente os conversores CC-CC e CC-CA, ambos com operação em malha aberta, foram analisados separadamente. Posteriormente, foram apresentados os resultados do microinversor em malha fechada. Para o primeiro estágio, as formas de onda exibidas validaram a modulação por deslocamento de fase, além do projeto do indutor de filtro. Um circuito de grampeamento passivo (dissipativo) foi adicionado após a ponte retificadora a diodos para que os elevados *spikes* de tensão fossem limitados a um valor seguro, sem riscos de danificar o transformador ou os diodos. Sua ação foi observada através das formas de onda das tensões do primário e secundário do transformador. O ganho de tensão foi verificado através das medições da tensão do módulo fotovoltaico e da tensão do *link* CC, utilizando um gráfico para analisar o ganho estático do conversor para cada potência. A perda de ZVS do braço em atraso também foi apresentada, constatando-se a inexistência de ZVS para potências inferiores a 119 W. Por fim, a curva de rendimento obtida mostrou um comportamento satisfatório para essa aplicação, mesmo com a perda de ZVS e a inserção do circuito de grampeamento, com percentuais acima de 96,0% antes da metade da potência nominal. O valor máximo obtido foi de 96,62%, para uma potência de 160 W. Para o inversor, apenas três imagens foram exibidas, validando a modulação utilizada e o projeto do indutor de filtro, além de apresentar a curva de rendimento. O rendimento obtido também teve comportamento satisfatório, com percentuais acima de 96,0% antes da metade da potência nominal. O valor máximo alcançado foi de 96,67%, para uma potência de 140 W.

Nos resultados em malha fechada, primeiramente foram testados quatro controladores ressonantes de corrente, desde o de menor ordem (2<sup>a</sup>), até o de maior ordem (8<sup>a</sup>). Desses quatro, apenas o de menor ordem mostrou-se incapaz de atender a norma de THD. Assim, utilizando o multi-ressonante de 6<sup>a</sup> ordem, com ganhos elevados em 60 Hz, 180 Hz e 300 Hz, foram apresentados resultados para os percentuais de TDD e da amplitude de cada componente

harmônica, mostrando que a corrente injetada na rede elétrica se adequa às normas vigentes. Para apresentar a potência ativa fornecida à rede elétrica, são mostradas as formas de onda de sua tensão e corrente injetada. Da mesma maneira, a operação do módulo fotovoltaico, com potência nominal de 200 W, é validada através das formas de onda de sua tensão média e corrente média. As ondulações de 120 Hz presentes na tensão do *link* CC, tensão do módulo fotovoltaico e corrente do módulo fotovoltaico foram apresentadas, também para a potência nominal, obtendo-se percentuais máximos, respectivamente, de 2,59%, 2,46% e 1,89%. Desse modo, com a constatação de que as amplitudes das ondulações são significativamente baixas, é possível realizar o MPPT com efetividade.

Para validar o algoritmo do rastreamento do ponto de máxima potência, foram apresentados resultados da potência do módulo fotovoltaico, onde foram realizadas variações nos níveis de irradiância, sob temperatura constante, representando condições diferentes de sombreamento. Estes resultados mostraram que, após a variação no nível de irradiância, o algoritmo requer um tempo de 18 a 24 s para entrar em regime, sendo que, após esse período, a potência fornecida pelo módulo fotovoltaico é praticamente constante, muito próxima do seu valor máximo. Também foram realizadas, simultaneamente, variações na irradiância e na temperatura. Neste caso, apesar do aumento do tempo para entrar em regime, de 36 a 39 s, devido à maior variação da tensão de máxima potência, o algoritmo continuou rastreando este ponto satisfatoriamente. Enfim, a curva de rendimento do microinversor foi apresentada, alcançando um valor máximo de 90,80%, para a potência nominal. Levando em conta os rendimentos obtidos individualmente para cada conversor, a expectativa era de que o rendimento global do sistema fosse maior do que o apresentado. Como mencionado anteriormente, suspeita-se que o resultado abaixo do esperado é devido ao uso de um sensor de tensão que consome um valor significativo de potência. Através desses valores, a eficiência europeia calculada foi de 85,00%, enquanto que a californiana foi de 87,55%.

Portanto, essa Dissertação de Mestrado apresentou o desenvolvimento de um conversor módulo integrado, utilizando topologias com reduzido grau de complexidade, tanto para o desenvolvimento, como para modelagem e controle. A proposta de desenvolver um microinversor isolado mostrou-se vantajosa ao eliminar os efeitos da corrente de fuga, além de proporcionar um ganho de tensão elevado através de uma alta relação de transformação, sem reduzir significativamente o rendimento do conversor. O uso da estrutura com *link* CC também se mostrou uma boa escolha, permitindo o uso de capacitores de filme de polipropileno, garantindo maior vida útil e confiabilidade ao sistema, além de reduzir significativamente as ondulações de 120 Hz no *link* CC, assim como no módulo fotovoltaico. Esta característica

permitiu que o MPPT fosse realizado indiretamente no barramento do inversor, reduzindo a complexidade do sistema de controle. Por fim, o sistema de controle também foi capaz de regular o fluxo de potência ativa injetado na rede elétrica através do controle da corrente injetada, atendendo todas às normas vigentes.

## 7.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

No decorrer deste trabalho, foram identificadas algumas oportunidades de trabalhos futuros visando o aprimoramento ou complemento desta Dissertação, tais quais:

- Realizar um estudo acerca de outros tipos de circuito grameadores existentes na literatura e verificar as possibilidades para a implementação no secundário do conversor CC-CC;
- Analisar a viabilidade da utilização de um sensor isolado para medição da tensão do *link* CC que dissipe uma potência inferior ao que foi empregado;
- Analisar as tecnologias atuais de chaves semicondutoras para inversores que possuam perdas reduzidas e estudar a viabilidade do seu uso no conversor CC-CA desenvolvido nesta Dissertação;
- Verificar o perfil dos níveis de irradiância e de temperatura para regiões próximas à Santa Maria e testar essas condições no microinversor desenvolvido;
- Fazer um estudo e projeto que vise a otimização do rendimento do microinversor, analisando a sua capacidade de inserção no mercado.

## 7.2 PUBLICAÇÕES REALIZADAS

Os seguintes artigos foram publicados:

ANDRES, B. et al. **Modelagem de um conversor cc-cc em ponte completa com comutação sob zero de tensão para aplicações fotovoltaicas**. 10th Edition of the Seminar on Power Electronics and Control. **Anais...**Santa Maria: 2017.

ANDRES, B. et al. **Modelling of a zvs full-bridge dc-dc converter for photovoltaic applications**. 14th Brazilian Power Electronics Conference. **Anais...**Juiz de Fora: 2017.

ANDRES, B. et al. **Modelagem de um conversor cc-cc em ponte completa com comutação sob zero de tensão para aplicações fotovoltaicas**. VII Congresso Brasileiro de Energia Solar. **Anais...**Gramado: 2018.

## REFERÊNCIAS

- ABINEE. **Propostas para Inserção da Energia Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica Brasileira**, 2012.
- ABNT. **NBR 16149 - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição**, 2013.
- AMIRABADI, M.; TOLIYAT, H. A.; ALEXANDER, W. C. **Single-phase soft-switching AC-link buck-boost inverter**. 29th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. **Anais...**Dallas: 2014
- ANDERSEN, M.; ALVSTEN, B. **200 W low cost module integrated utility interface for modular photovoltaic energy systems**. IEEE 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation. **Anais...**Orlando: 1995
- ANEEL. **Resolução Normativa N° 482**, 2012.
- ANEEL. **Resolução Normativa N° 687**, 2015a.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST. Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica**, 2015b.
- ANEEL. **Capacidade de Geração do Brasil**. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>>. Acesso em: 27 abr. 2016.
- ARAÚJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 9, p. 3118–3128, 2010.
- BARRIOS, E. L. et al. High-Frequency Power Transformers with Foil Windings : Maximum Interleaving and Optimal Design. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 1–12, 2015.
- BELLINASSO, L. V. **Metodologia de projeto de inversores para redução do custo de sistemas fotovoltaicos**. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2014.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, 2004.
- CALAIS, M. et al. **Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview**. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference. **Anais...**Cairns: 2002
- CÂNDIDO, D. **Controle supervisorio aplicado a sistemas fotovoltaicos autônomos com topologia multi string**. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2010.
- CARBONE, R.; TOMASELLI, A. **Recent advances on AC PV-modules for grid-connected photovoltaic plants**. 3rd International Conference on Clean Electrical Power: Renewable Energy Resources Impact. **Anais...**Santa Margherita: 2011
- CARDOSO, R. et al. Kalman Filter Based Synchronization Methods. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 2, p. 542–555, 2008.
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análise em

eletrônica de potência via simulação. **Eletrônica de Potência**, v. 13, n. 3, p. 141–146, 2008.

CHEN, S. M. et al. A boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for AC module applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1503–1511, 2013.

CLEAN TECHNICA. **China Overtakes Germany To Become World's Leading Solar PV Country**. Disponível em: <<http://cleantechnica.com/2016/01/22/china-overtakes-germany-become-worlds-leading-solar-pv-country/>>. Acesso em: 27 abr. 2016.

DOMINIC, J. C. **Comparison and Design of High Efficiency Microinverters for Photovoltaic Applications Applications**. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2014.

EIA. **International energy statistics**. Disponível em: <<http://www.eia.gov/cfapps/ipdbproject/iedindex3.cfm?tid=90&pid=44&aid=8>>. Acesso em: 26 abr. 2016.

EIA. **International Energy Outlook 2017**, 2017. Disponível em: <[https://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484\(2017\).pdf](https://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484(2017).pdf)>

ENPHASE ENERGY. **Reliability of Enphase Micro-inverters**, 2009.

EPE. **Balanco Energético Nacional - Ano base 2014.**, 2015.

EPIA. **Supporting Solar Photovoltaic Electricity, An Argument for Feed-in Tariffs**. Bruxelas, 2008.

EPIA. **Global market outlook for photovoltaics 2014-2018**. Bruxelas, 2014.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd. ed. Boulder, Colorado: Kluwer Academics Publishers, 2001.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparasion of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Technics. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007.

FRANCIS, B. .; WONHAM, W. . The internal model principle of control theory. **Automatica**, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.

GAIO, J. O.; JR, D. D. S. O.; TOFOLI, F. L. **Modelagem de Arranjos Fotovoltaicos para Simulação de Sistemas Eletrônicos de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica**. Nono Simpósio de Mecânica Computacional. **Anais...**São João del-Rei: 2010

GALDINO, M. A.; ALMEIDA, P. M. **Instalações Elétricas de Sistemas Fotovoltaicos Workshop USP/Abinee - A qualificação profissional e formação da mão de obra para atendimento da demanda de instalações de geração distribuída de sistemas fotovoltaicos**, 2015.

GAZOLI, J. R. et al. Micro-inverter for integrated grid-tie PV module using resonant controller. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, v. 24, n. 5, p. 713–722, 2014.

GIACOMINI, J. C. **Desenvolvimento de um inversor fotovoltaico trifásico não isolado conectado à rede elétrica**. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

GOREMICHIN, V. **Topology and Circuit Analysis of Photovoltaic Module Integrated**



**Inverters**. 8th International Conference on Microelectronics and Computer Science. **Anais...**Chisinan: 2014

GRUNOW, P. et al. **Weak light performance and annual yields of PV modules and systems as result of the basic parameter set of industrial solar cells**. 19th European Photovoltaic Solar Energy Conference. **Anais...**Paris: 2004

GUICHAO HUA et al. Novel zero-voltage-transition PWM converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 9, n. 2, p. 213–219, 1994.

HARB, S. et al. **Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system - A comprehensive study**. Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference. **Anais...**Tampa: 2015

HU, H. et al. **A single stage micro-inverter based on a three-port flyback with power decoupling capability**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...**Phoenix: 2011

HU, H. et al. A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2711–2726, 2013.

HUA, G.; LEE, F. C. **Soft-switching PWM techniques and their applications**. 5th European Conference on Power Electronics and Applications, 1993. **Anais...**Brighton: 1993

IEA. **Reliability Study of Grid Connected PV Systems**.Freiburg, 2002.

IEA. **Renewable Energy. Medium-Term Market Report 2014. Market Analysis and Forecasts to 2020.**, 2014.

IEA. **Key World Energy Statistics 2015**, 2015a.

IEA. **CO2 Emissions From Fuel Combustion Highlights**.Paris, 2015b.

IEA. **Renewables Information 2015**, 2015c.

IEA. **Trends 2015 In Photovoltaic Applications - Survey Report of Selected IEA Countries between 1992 and 2014**.Paris, 2015d.

IEEE. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**, 2014.

JANNUZZI, G. **Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação**, 2009.

JUNIOR, L. G. et al. **Evaluation of integrated inverter topologies for low power PV systems**. 3rd International Conference on Clean Electrical Power. **Anais...**Ischia: 2011

KASA, N.; IIDA, T.; BHAT, A. K. S. **Zero-voltage transition flyback inverter for small scale photovoltaic power system**. IEEE 36th on Power Electronics Specialists Conference. **Anais...**Recife: 2005

KIM, H.; KIM, K. **Filter Design for Grid Connected Pv Inverters**. IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. **Anais...**Singapura: 2008

KIM, Y. H. et al. Soft-switching current-fed push-pull converter for 250-W AC module applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 863–872, 2014.

- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. **Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review**. 37th IAS Annual Meeting Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. **Anais...**2002
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.
- KYOCERA. **KC200GT - High efficiency multicrystal photovoltaic module.**, 2009.
- LABELLA, T. et al. A bidirectional-switch-based wide-input range high-efficiency isolated resonant converter for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3473–3484, 2014.
- LI, Q.; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configuration. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1320–1333, 2008.
- LIANG, T. J.; KUO, Y. C.; CHEN, J. F. Single-stage photovoltaic energy conversion system. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, v. 148, n. 4, p. 339, 2001.
- LIMA, F. J. L. **Previsão de irradiação solar no Nordeste do Brasil empregando o modelo WRF ajustado por redes neurais artificiais (RNAs)**. São José dos Campos: INPE, 2015.
- LOHNER, A.; MEYER, T.; NAGEL, A. **A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems**. Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. **Anais...**Varsóvia: 1996
- LUQUE, A.; HEGEDUS, S. **Handbook of Photovoltaic Science and Engineering**. 2<sup>a</sup> ed. Newark: Wiley, 2011.
- MAJID, A.; SALEEM, J.; BERTILSSON, K. **EMI Filter Design for High Frequency Power Converters**. 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering. **Anais...**Venice: 2012
- MARANGONI, F. **Inversores monofásicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede**. Pato Branco: Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.
- MARTINS, D. C.; DEMONTI, R. **Grid connected PV system using two energy processing stages**. Conference Record of the 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conference. **Anais...**Nova Orleans: 2002
- MATTAVELLI, P.; BUSO, S. **Digital control in power electronics**. Padova: Morgan & Claypool, 2006.
- MATTOS, F. C. **Contribuição Ao Estudo De Um Sistema Solar Fotovoltaico Monofásico De Único Estágio**. Juiz de Fora: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- MEINHARD, M. **Kostenreduktion der photovoltaischen Stromerzeugung durch Innovationen bei PV-Wechselrichtern**. VDE-Kongress 2008 - Zukunftstechnologien: Innovationen - Märkte - Nachwuchs. **Anais...**Munique, Alemanha: 2008
- MEINHARDT, M. et al. **Miniaturised “Low Profile” module integrated converter for photovoltaic applications with integrated magnetic components**. 14th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. **Anais...**Dallas: 1999
- MEKHILEF, S.; RAHIM, N. A.; OMAR, A. M. **A New Solar Energy Conversion Scheme**

**Implemented Using Grid-Tied Single Phase Inverter.** IEEE TENCON. *Anais...*Kuala Lumpur: 2000

MERCOM CAPITAL GROUP. **Global solar Installations forecast to reach 64.7 GW in 2016.** Disponível em: <<http://mercomcapital.com/global-solar-installations-forecast-to-reach-approximately-64.7-gw-in-2016-reports-mercom-capital-group>>. Acesso em: 27 abr. 2016.

MIRANDA, G. J. Be Prepared! **Industry Applications**, v. 9, n. 2, p. 12–20, 2003.

MME. **Brasil lança Programa de Geração Distribuída com destaque para energia solar.** Disponível em: <[http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset\\_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030](http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030)>. Acesso em: 27 abr. 2016.

NADU, T.; NADU, T.; NADU, T. Transformerless grid connected sepic converter for photovoltaic generation systems. **International Journal of Innovative Research in Advanced Engineering**, v. 1, n. 4, p. 36–44, 2014.

NARDI, C. **Dimensionamento de filtros passivos para conversores estáticos de energia.** Pato Branco: Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.

NEDUMGATT, J. J. et al. **Perturb and observe MPPT algorithm for solar PV systems-modeling and simulation.** Annual IEEE India Conference. *Anais...*Hyderabad: 2011

NEMA, S.; NEMA, R. K.; AGNIHOTRI, G. Inverter topologies and control structure in photovoltaic applications: A review. **Journal of Renewable and Sustainable Energy**, v. 3, n. 1, p. 24, 2011.

OGATA, K. **Modern Control Engineering.** São Paulo: Pearson, 2010. v. 17

OLDENKAMP, H. et al. **Advanced high frequency switching technology of OK4 AC module inverters break the 1 US\$/Watt price barrier.** 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference. *Anais...*Barcelona: 1997

OLDENKAMP, H.; DE JONG, I. **Next Generation of AC-Module Inverters.** 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion. *Anais...*Viena: 1998

OLDENKAMP, H.; JONG, I. J. DE. **AC modules : past , present and future.** Workshop Installing the solar solution. *Anais...*Hatfield: 1998

PAUKNER, F. L. et al. **Inductive filter design for three-phase grid connected power converters.** 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference. *Anais...*Fortaleza: 2015

PORTAL SOLAR. **O Preço da Placa Solar.** Disponível em: <<http://www.portalsolar.com.br/placa-solar-preco.html>>. Acesso em: 27 abr. 2015.

QIU, Y. N.; BETTS, T. R.; GOTTSCHALG, R. **Electrical mismatch within single junction amorphous silicon and micromorph tandem thin film PV modules.** Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference. *Anais...*Filadélfia: 2009

ROGGIA, L. **Novo Conversor CC-CC Integrado Full-Bridge-Forward Aplicado a Uma Microrrede Residencial.** Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2013.

ROMÁN, E. et al. Intelligent PV module for grid-connected PV systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 4, p. 1066–1073, 2006.

- SAJIN, M.; SNEHA, E.; KAMALA, D. V. Design and Simulation of Efficient DC-DC Converter Topology for a Solar PV Modular Integrated Converter System. **International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering**, v. 2, n. 2, p. 1065–1068, 2014.
- SALAS, V. et al. Review of the Maximum Power Point Tracking Algorithms for Stand-alone Photovoltaic Systems. **Solar Energy Materials & Solar Cells**, v. 90, p. 1555–1578, 2006.
- SCHMIDT, H; SIEDLE, C; KETTERER, J. **DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current.**, 2006.
- SCHONBERGER, J. **A single phase multi-string PV inverter with minimal bus capacitance.** 13th European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais...**Barcelona: 2009
- SHAFFER, J. S. **Evaluation of Electrolytic Capacitor Application in Enphase Microinverters.**, 2009.
- SHIMIZU, T.; WADA, K.; NAKAMURA, N. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photovoltaic module system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1264–1272, 2006.
- SUMATHI, S.; ASHOK KUMAR, L.; SUREKHA, P. **Solar PV and Wind Energy Conversion Systems: An Introduction to Theory, Modeling with MATLAB/SIMULINK, and the Role of Soft Computing Techniques.** Nova Deli: Springer, 2015.
- TEAM, I. **DC Input Boost Converters with IPS401 ( Boost – Tapped Boost – Flyback Topologies for LED Control Solutions )**, 2007.
- TRUBITSYN, A. et al. **High-efficiency inverter for photovoltaic applications.** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...**Phoenix: 2010
- USLU, M. **Analysis, Design, and Implementation of a 5 kW zero voltage switching phase-shifted full-bridge DC/DC Converter based power supply for arc welding machines.** Ankara: Middle East Technical University, 2006.
- VÄISANEN, V. **Performance and Scalability of isolated dc-dc converter topologies in low voltage, high current applications.** Lappeenranta: University of Technology, 2012.
- VAZQUEZ, N. et al. **The tapped-inductor boost converter.** IEEE International Symposium on Industrial Electronics. **Anais...**Vigo: 2007
- VILLALVA, M. G. et al. Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications. **Revista Controle & Automação**, v. 22, n. 3, p. 215–228, 2011.
- VILLALVA, M. G. **Energia Solar Fotovoltaica - Conceito e aplicações.** 2ª ed. São Paulo: Erica, 2014.
- VOGELSBERGER, M. A.; WIESINGER, T.; ERTL, H. Life-cycle monitoring and voltage-managing unit for DC-link electrolytic capacitors in PWM converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 493–503, 2011.
- WALKER, G. R.; PIERCE, J. C. **Photovoltaic DC-DC module integrated converter for novel cascaded and bypass grid connection topologies - Design and optimisation.** 37th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. **Anais...**Jeju: 2006

WALKER, G. R.; SERNIA, P. C. Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 4, p. 1130–1139, 2004.

WANG, X. W. X. et al. **Research of effect on distribution network with penetration of photovoltaic system**. 45th International Universities Power Engineering Conference. **Anais...**Cardiff: 2010

WILHELM, C. P. M. **Determinação da Eficiência de Seguimento de Máxima Potência de Inversores para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede de Distribuição**. Porto Alegre: Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2011.

XIA, Y.; AYYANAR, R. **Comprehensive comparison of THD and common mode leakage current of bipolar, unipolar and hybrid modulation schemes for single phase grid connected full bridge inverters**. Conference Proceedings in IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. **Anais...**Tampa: 2017

YAN, H.; ZHOU, Z.; LU, H. **Photovoltaic industry and market investigation**. 1st International Conference on Sustainable Power Generation and Supply. **Anais...**Hangzhou: 2009

YOO, J.; JO, J.; JUNG, T. **A Study on Design and Optimization Procedure of High Frequency Transformer for Module-Integrated Converter** Keywords **Initial structure design and FE modeling**. 16th European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais...**Lappeenranta: 2014

YU, W. Y. W. et al. High-efficiency inverter with H6-type configuration for photovoltaic non-isolated ac module applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1056–1061, 2011.

ZANATTA, C. **Análise teórica e experimental do comportamento de grandes e pequenos sinais e desenvolvimento de um novo modelo dinâmico de pequenos sinais do conversor ZVS-PSM-FB**. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2006.

ZERVOS, A. **Renewable Energy Scenario to 2040: Half of the Global Energy Supply from Renewables in 2040**. Disponível em:  
<<https://books.google.ie/books?id=4IJznQEACAAJ>>.

ZHOU, Y.; LIU, L.; LI, H. A high-performance photovoltaic module-integrated converter (mic) based on cascaded quasi-z-source inverters (qzsi) using egean fets. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2727–2738, 2013.

ZIENTARSKI, J. R. R. et al. Design methodology for universal line input boost power factor correction magnetics. **IET Power Electronics**, v. 4, n. 6, p. 715–724, 2011.



## APÊNDICE A – MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC

Neste Apêndice será apresentado o modelo CA de pequenos sinais do conversor CC-CC. O modelo relaciona a tensão de entrada,  $v_{pv}$ , com o ângulo de defasagem da modulação *phase-shift*. Para isso, o modelo médio por espaço de estados foi utilizado. Posteriormente, resultados experimentais (resposta ao degrau e resposta em frequência) são apresentados para validar o modelo.

Assim, para realizar o processo de modelagem, é necessário utilizar um circuito equivalente para o módulo PV, representado por uma fonte de tensão equivalente,  $V_{eq}$ , e uma resistência equivalente em série,  $R_{eq}$ . Assim, considerando o ponto de máxima potência para a curva de  $1000 \text{ W/m}^2$ , com temperatura constante de  $25^\circ \text{ C}$ , apresentada na Figura 3.18, e considerando o procedimento de linearização apresentado em (VILLALVA et al., 2011), são obtidos os parâmetros  $V_{eq} = 50,01 \text{ V}$  e  $R_{eq} = 3,23 \Omega$ . Para utilizar o método por espaço de estados, desconsidera-se a ressonância entre  $L_R$  e as capacitâncias das chaves do conversor, resultando em quatro etapas de operação.

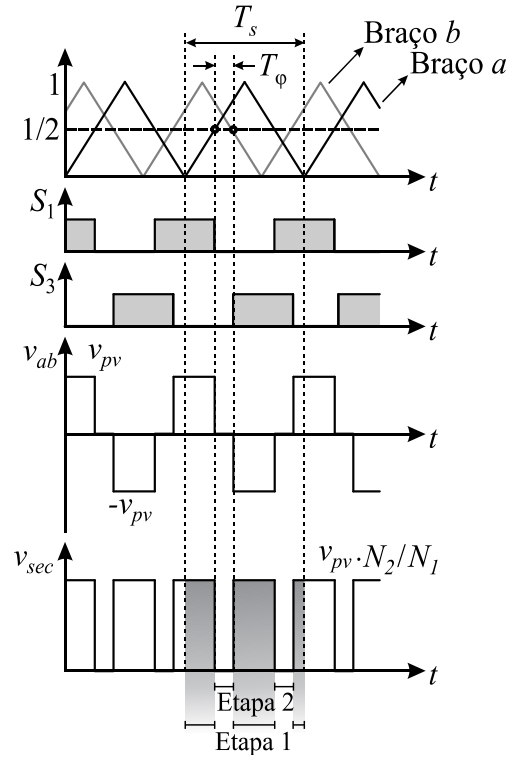
A Figura A.1 mostra as portadoras (com amplitude unitária), o sinal modulante (amplitude 1/2), os sinais PWM de  $S_1$  e  $S_3$  (braços  $a$  e  $b$ , respectivamente), a tensão resultante ( $v_{ab}$ ) no primário do transformador e a tensão resultante ( $v_{sec}$ ) após a ponte retificadora. As quatro etapas de operação podem ser agrupadas em apenas duas etapas, também representadas na Figura A.1: Etapa 1 (transferência de energia) e Etapa 2 (roda-livre).

A partir da figura apresentada, é possível concluir que a duração da Etapa 1 e da Etapa 2 são apresentadas, respectivamente por

$$T_1 = T_s - 2T_\phi, \quad (\text{A.1})$$

$$T_2 = 2T_\phi, \quad (\text{A.2})$$

onde  $T_s$  é o período de comutação (relacionado à frequência de comutação por  $T_s = 1/f_s$ ) e  $T_\phi$  é o tempo de defasagem entre as portadoras do braço  $a$  e braço  $b$ . Nesse caso, razão cíclica é a mesma que foi apresentada em (3.34). Por não levar em conta as resistências dos indutores e capacitores, além de desprezar o período de ressonância, o modelo terá um coeficiente de amortecimento inferior ao do conversor e, devido a isso, pode-se afirmar que isso é uma aproximação conservativa, pois um coeficiente de amortecimento pequeno torna o projeto do controlador mais desafiador. A seguir, são obtidas as equações e matrizes necessárias para a obtenção do modelo.

Figura A.1 – Técnica PWM *phase-shift* e principais formas de onda do conversor.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

- **Etapa 1:**  $0 \leq t < d(t)T_s$

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Figura A.2. A duração desta etapa é definida como  $d(t)T_s$ , onde  $d(t)$  é a razão cíclica efetiva do conversor. Para esta etapa, a corrente através de  $C_{pv}$ , a tensão em  $L$  e a corrente através de  $C$  são dadas por

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{v_{pv}}{R_{eq}} - i_L n + \frac{V_{eq}}{R_{eq}}, \quad (\text{A.3})$$

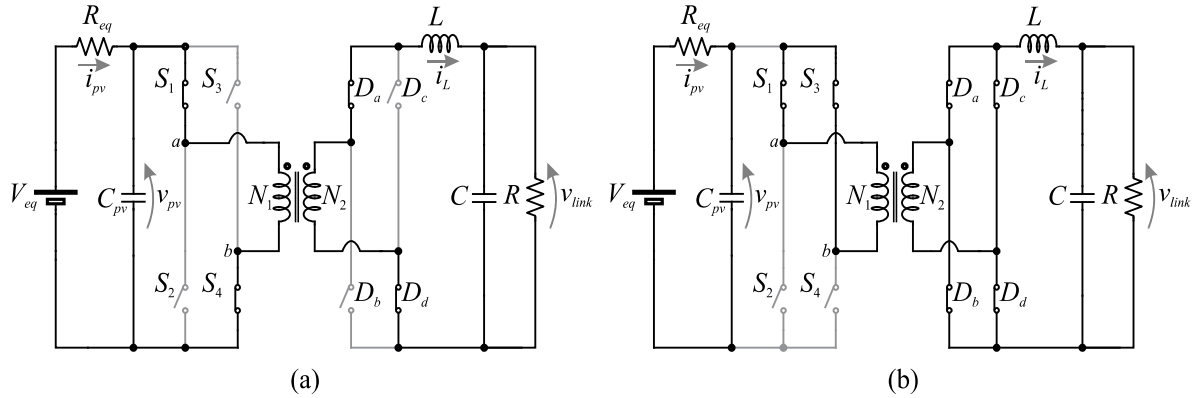
$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} n - v_{link}, \quad (\text{A.4})$$

$$C \frac{dv_{link}}{dt} = -\frac{v_{link}}{R} + i_L, \quad (\text{A.5})$$

onde  $n$  é a relação de transformação, definida como  $n = N_2/N_1$ . Definindo o vetor de estados como  $x(t) = [v_{pv} \ i_L \ v_{link}]^T$ , o vetor de entrada como  $u(t) = [v_{eq}]$ , e o vetor de saída como  $y(t) = [v_{pv}]$ , as equações (A.3)-(A.5) podem ser reescritas como mostra a equação (A.6).



Figura A.2 – (a) Etapa 1 (transferência de energia); (b) Etapa 2 (roda-livre).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t)$$

onde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} C_{pv} & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -1/R_{eq} & -n & 0 \\ n & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1/R \end{bmatrix}, \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/R_{eq} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.11})$$

• **Etapa 2:**  $d(t)T_s \leq t < T_s$

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Figura A.2. A duração desta etapa é definida como  $T_s - d(t)T_s$ . Agora, a corrente através de  $C_{pv}$ , a tensão em  $L$  e a corrente através de  $C$  são dadas por (A.12), (A.13) e (A.14).

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{v_{pv}}{R_{eq}} + \frac{V_{eq}}{R_{eq}}, \quad (\text{A.12})$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_{link}, \quad (\text{A.13})$$

$$C \frac{dv_{link}}{dt} = -\frac{v_{link}}{R} + i_L. \quad (\text{A.14})$$

Novamente, as equações (A.12)-(A.14) podem ser reescritas como

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \quad (\text{A.15})$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t)$$

onde

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -1/R_{eq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1/R \end{bmatrix}, \quad (\text{A.16})$$

$$\mathbf{B}_2 = [1/R_{eq} \quad 0 \quad 0]^T, \quad (\text{A.17})$$

$$\mathbf{H}_2 = [1 \quad 0 \quad 0], \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{E}_2 = [1 \quad 0 \quad 0]. \quad (\text{A.19})$$

### • Equações de Equilíbrio CC

O vetor de estado de equilíbrio  $\mathbf{X} = [V_{pv} \ I_L \ V_{link}]^T$ , e o vetor de saída de equilíbrio  $\mathbf{Y} = [V_{pv}]$ , com  $\mathbf{U} = [V_{eq}]$  e  $d(t) = D$ , são dados por (A.20) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Deve-se constatar que  $V_{pv}$ ,  $I_L$  e  $V_{link}$  são os valores em regime permanente de  $v_{pv}$ ,  $i_L$  e  $v_{link}$ , respectivamente.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{H} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}) \mathbf{U} \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

onde

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D) \\
\mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1 - D) \\
\mathbf{H} &= \mathbf{H}_1 D + \mathbf{H}_2 (1 - D) \\
\mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 D + \mathbf{E}_2 (1 - D)
\end{aligned} \tag{A.21}$$

Resolvendo (A.20) é possível obter a equação de estado de equilíbrio, dada por

$$\frac{V_{pv}}{V_{eq}} = \frac{1}{1 + D^2 N^2 \frac{R_{eq}}{R}}. \tag{A.22}$$

- *Modelo CA de pequenos sinais*

As equações de estado do modelo linear CA de pequenos sinais são expressas em (A.23), onde  $\hat{\mathbf{u}}_p(t) = [\hat{\mathbf{u}} \ \hat{d}]^T$ . Deve-se constatar que  $\hat{\mathbf{u}}(t)$  e  $\hat{d}(t)$  são pequenas variações CA no vetor de entrada e na razão cíclica, e  $\hat{\mathbf{x}}(t)$  e  $\hat{\mathbf{y}}(t)$  são as variações CA resultantes nos vetores de estado e de saída. De maneira a se obter o modelo linear (A.23), assume-se que os sinais perturbados são muito menores do que seus valores em regime permanente.

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \\
\hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t)
\end{aligned} \tag{A.23}$$

onde

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A} \\
\mathbf{B}_p &= \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{U}] \\
\mathbf{H}_p &= \mathbf{H} \\
\mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \quad (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \mathbf{U}]
\end{aligned} \tag{A.24}$$

A função de transferência desejada pode ser encontrada aplicando-se a Transformada de Laplace em (A.23), resultando em (A.25).

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p (s \mathbf{I}_{3,3} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s). \tag{A.25}$$

Resolvendo (A.25), desconsiderando a perturbação em  $v_{eq}$ , e considerando que  $\hat{d}(s) = -\hat{\phi}(s)/180^\circ$  [obtido através da perturbação e linearização de (3.34)], é possível demonstrar que

$$G_{vpv,\phi}(s) \triangleq \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{\phi}(s)} = M \frac{a_1 s^2 + a_2 s + a_3}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4}, \quad (\text{A.26})$$

onde

$$\begin{aligned} M &= nR_{eq}/180 & b_1 &= CC_{pv}LRR_{eq} \\ a_1 &= CI_L LR & b_2 &= CLR + C_{pv}LR_{eq} \\ a_2 &= I_L L + CDnRV_{pv} & b_3 &= L + C_{pv}RR_{eq} + CD^2 n^2 RR_{eq} \\ a_3 &= I_L R + DnV_{pv} & b_4 &= R + D^2 n^2 R_{eq} \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

#### • *Efeito do Modulador PWM e Atraso de Implementação do Controle Digital*

De modo a realizar o controle digital do conversor CC-CC em ponte completa ZVS, os efeitos do conversor digital-analógico (ou seja, o modulador PWM) e a atualização da lei de controle (geralmente, uma amostra) devem ser levados em conta. Assim, a equação (A.26) pode ser reescrita como

$$G_{vpv,\phi,T}(s) \triangleq G_{vpv,\phi}(s)G_{pwm}(s)G_{td}(s), \quad (\text{A.28})$$

onde

$$G_{pwm}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s}, \quad (\text{A.29})$$

$$G_{td}(s) = e^{-sT_s}. \quad (\text{A.30})$$

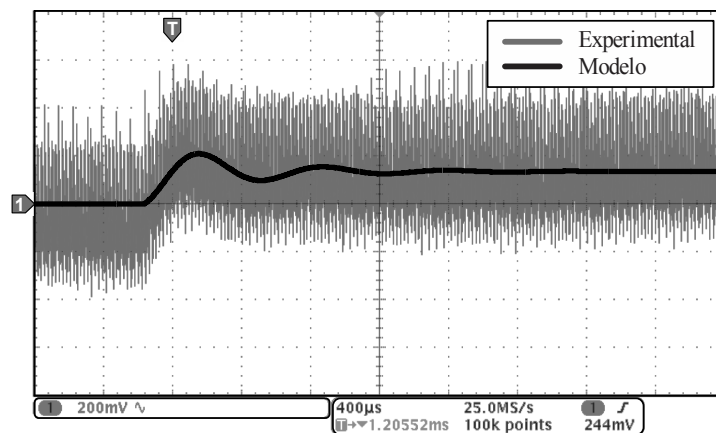
#### • *Validação Experimental*

De modo a validar o modelo proposto do conversor CC-CC em ponte completa ZVS, a resposta ao degrau e a resposta em frequência (Diagrama de Bode) foram obtidos experimentalmente. Em ambos os casos, o conversor estava operando na máxima potência com potência de entrada de 200 W, tensão do módulo PV 26,3 V, tensão de saída ( $V_{link}$ ) de 406 V e rendimento de 96,6%. Essas medidas foram obtidas com o analisador de potência digital

WT1800 (Yokogawa<sup>®</sup>). Os parâmetros adicionais de operação do conversor são mostrados na Tabela 6.1. A curva do módulo PV foi programada no emulador fotovoltaico E4360A (Agilent<sup>®</sup>). Além disso, a modulação *phase-shift* foi implementada em um DSP TMS320F28335 (Texas Instruments<sup>®</sup>).

De maneira a analisar a precisão do modelo (A.26), o ângulo de defasagem  $\varphi$  da modulação *phase-shift* foi variado de  $5^\circ$  para  $6^\circ$ . As formas de onda da tensão  $v_{pv}$  (obtida com um osciloscópio DPO3034, da Tektronix<sup>®</sup>) e modelo, apresentado em (A.26) (desconsiderando o valor CC), são comparadas na Figura A.3.

Figura A.3 – Resposta ao degrau.

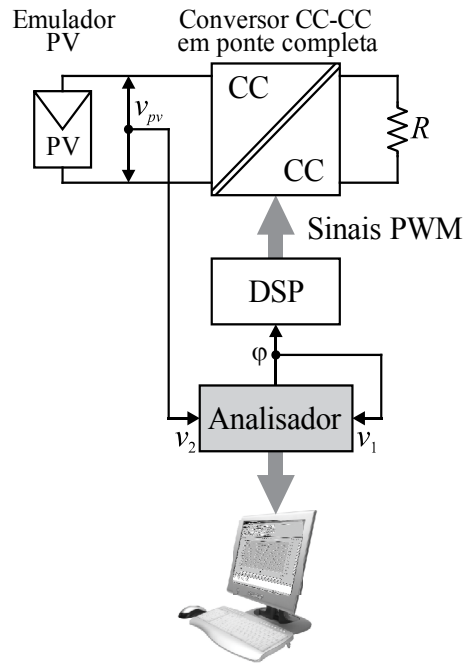


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A configuração utilizada para obter a resposta em frequência experimental (Diagrama de Bode) do conversor CC-CC em ponte completa ZVS é mostrada na Figura A.4.

Resumidamente, o analisador de resposta em frequência AP200 (AP Instruments<sup>®</sup>) fornece uma forma de onda senoidal em uma faixa de frequência de 100 Hz até 12 kHz (limitada pelo Teorema de *Nyquist*). Essa forma de onda é adquirida pelo canal analógico-digital do DSP e adicionada (como uma pequena variação AC) ao ângulo de defasagem da modulação *phase-shift* em regime permanente. Ambos sinal perturbado ( $\hat{\varphi}$ ) e variável de saída resultante ( $v_{pv}$ ) são medidos pelo analisador de resposta em frequência ( $v_1$  e  $v_2$ , conforme Figura A.4), de maneira a validar a magnitude e fase do sistema. O modelo (A.28) foi considerado para medida de comparação, pois o atraso introduzido pela modulação PWM e período de amostragem não podem ser desconsiderados nesse caso.

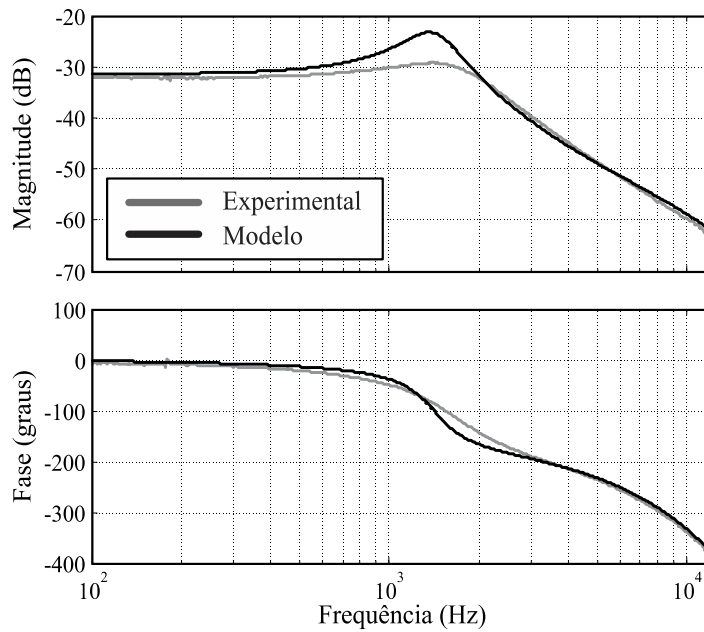
Figura A.4 – Configuração realizada para a aquisição do diagrama de bode.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A resposta em frequência teórica e experimental são comparadas na Figura A.5.

Figura A.5 – Diagrama de bode.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Novamente, existe uma boa proximidade entre resultado experimental e teórico, tanto para a magnitude como para a fase. Como pode ser visto, o modelo teórico apresenta um pico de ressonância maior, resultando em um comportamento oscilatório maior. Por outro lado, ambos resultados coincidem com boa precisão para baixas e altas frequências.

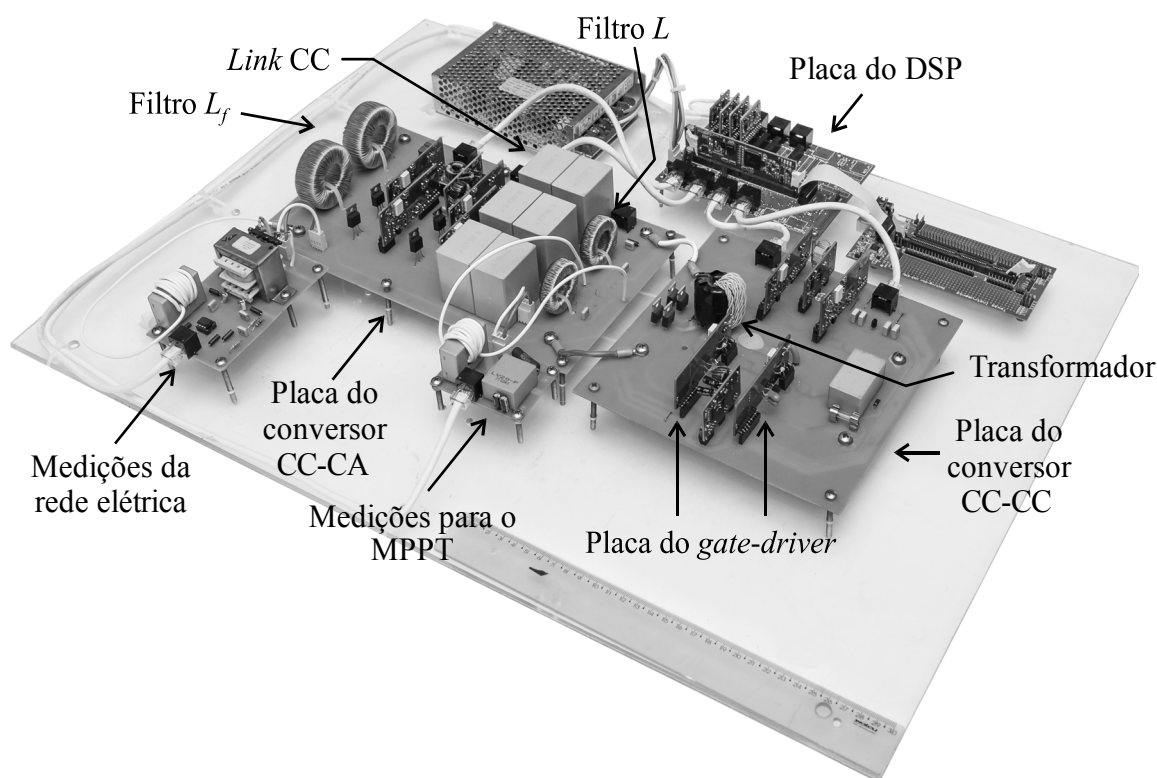




## APÊNDICE B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

Na Figura B.1 é apresentada uma visão geral do protótipo implementado. Este protótipo foi posicionado sob uma chapa transparente de acrílico, cujas dimensões são de aproximadamente 60 cm de comprimento por 60 cm de largura. A montagem pode ser subdividida em três partes principais: conversor CC-CC, conversor CC-CA e sistema de instrumentação e controle. Nos itens a seguir, são resumidas as principais partes que constituem este protótipo, levando em conta a ordem das subdivisões, ou seja, os componentes do primeiro estágio serão apresentados primeiramente, seguidos pelos do segundo estágio e, por último, os do sistema de medição e controle. É importante ressaltar que a placa do estágio CC-CA também contém os indutores do filtro  $L$ , componentes físicos que fazem parte do estágio CC-CC.

Figura B.1 – Visão geral do protótipo desenvolvido.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

- **Capacitor em paralelo com o módulo fotovoltaico:** Foi utilizado apenas um capacitor, de filme de polipropileno, de  $82 \mu\text{F}/60 \text{ V}$ , modelo B32526T0826K, da fabricante EPCOS;

- **Transformador:** Foi utilizado um transformador elevador de tensão, com relação de transformação de 1:16,66, com 6 espiras no enrolamento do primário e 100 espiras no enrolamento do secundário. Para os enrolamentos do primário, foram utilizados quatro condutores de fios *Litz* em paralelo. Para o secundário, foi utilizado um condutor de fio AWG 26. Este componente foi adquirido comercialmente, fabricado pela empresa Magmattec – Tecnologia em Materiais Magnéticos. Foram utilizados dois núcleos em paralelo, do tipo toroidal nanocristalino, cada um possuindo uma permeabilidade mínima de 40000  $\mu$  e densidade de fluxo de saturação de 1,25 T. Cada núcleo possui as seguintes informações:

Diâmetro externo: 3,6 cm;

Diâmetro interno: 1,2 cm;

Altura: 1,8 cm;

Peso: 60 g.

O transformador apresentou uma indutância de dispersão no primário de 1  $\mu$ H (0,04 %) e uma indutância magnetizante de 2,5 mH;

- **Indutor de filtro do conversor CC-CC:** Foram utilizados dois indutores de 20 mH em série, de tal sorte que a indutância total seja 40 mH. Assim como o transformador, este componente magnético também foi adquirido através da empresa Magmattec. Foi utilizado um condutor de fio AWG 28, sem informação a respeito do número de espiras. O núcleo toroidal empregado possui uma permeabilidade relativa de 125  $\mu$  e uma densidade de fluxo de saturação de 1,05 T. Este núcleo apresenta as seguintes informações:

Diâmetro externo: 3,8 cm;

Diâmetro interno: 2,0 cm;

Altura: 1,1 cm;

Peso: 140 g;

- **Diodos:** Foi utilizado um diodo em antiparalelo com o módulo fotovoltaico, evitando a conexão incorreta dos terminais na entrada do conversor CC-CC. O modelo utilizado é o 1N4004, da fabricante *ON Semiconductor*, suportando uma tensão reversa de até 400 V, além de uma corrente média de 1 A (75 °C). Também foram utilizados quatro diodos para a ponte retificadora. Estes diodos são do tipo *Schottky*, de carbeto de silício, modelo GB01SLT12-220, da fabricante *GeneSic*. Eles suportam uma tensão reversa de até 1200 V, além de uma corrente média de 2,5 A (25 °C).

Estes diodos apresentam um valor típico de tempo de recuperação reversa inferior a 17 ns, além de uma carga de recuperação típica de 13 nC (960 V);

- **MOSFETs:** Foram utilizadas quatro chaves semicondutoras para os braços do conversor CC-CC em ponte completa, do tipo MOSFET, modelo IPB057N06N, da fabricante *Infineon*. Estas chaves foram soldadas na face inferior da placa do conversor CC-CC, pois são do tipo SMD (*Surface Mount Device* – dispositivo de montagem em superfície). Elas podem suportar uma tensão de bloqueio de até 60 V, além de uma corrente média de 45 A (100 °C). Sua resistência em condução,  $R_{DS(on)}$ , possui valor máximo de apenas 5,7 mΩ. O seu diodo intrínseco apresenta um valor típico de recuperação reversa de apenas 32 ns, além de uma carga de recuperação reversa típica de apenas 28 nC. Estes fatores contribuem para que as perdas associadas a este elemento sejam irrisórias. Além disso, os tempos de acionamento e desligamento (incluindo o tempo de subida e de descida), somados, são inferiores à 50 ns, proporcionando perdas de comutação reduzidas;
- **Circuito de grampeamento:** Os componentes deste circuito foram soldados na face inferior da PCI do conversor CC-CC. Foi utilizado um diodo ultrarápido, modelo BYV26E, da fabricante *Vishay Semiconductors*, com um tempo de recuperação reversa máximo de 75 ns. Ele suporta uma tensão reversa de até 1000 V e uma corrente média de 1 A (25 °C). A resistência de 200 kΩ foi obtida através da conexão série de dez resistores de 1/4 W e 20 kΩ cada. O capacitor utilizado é de filme de polipropileno, de 10nF/1000 V, modelo B32641B0103J, da fabricante EPCOS;
- **Capacitor do link CC:** Para a obtenção da capacitância de 120 μF, foram utilizados seis capacitores em paralelo, de filme de polipropileno, de 20 μF/700 V, modelo B32796G, da fabricante EPCOS;
- **Indutor de filtro do conversor CC-CA:** Foram utilizados dois indutores de 7 mH em série, de tal sorte que a indutância total seja 14 mH. Assim como o indutor de filtro do outro conversor, este componente magnético também foi adquirido através da empresa Magmattec. Foi utilizado um condutor de fio AWG 22, sem informação a respeito do número de espiras. O núcleo toroidal empregado possui uma permeabilidade relativa de 75 μ e uma densidade de fluxo de saturação de 1,4 T. Este núcleo apresenta as seguintes informações:
  - Diâmetro externo: 5,1 cm;
  - Diâmetro interno: 2,0 cm;

Altura: 2,2 cm;

Peso: 170 g;

- **IGBTs:** Foram utilizadas quatro chaves semicondutoras para os braços do inversor em ponte completa, do tipo IGBT, modelo IRG4BC20U, da fabricante *International Rectifier*, com diodo intrínseco em antiparalelo. Podem suportar tensões de bloqueio de até 600 V, com uma corrente média de 6,5 A (100 °C). A queda de tensão em condução típica,  $V_{CE(on)}$ , é de 1,85 V. O seu diodo intrínseco possui um valor típico de recuperação reversa de 55 ns, além de uma carga de recuperação reversa típica de 124 nC. Os tempos de acionamento e desligamento (incluindo o tempo de subida e de descida), somados, são inferiores a 300 ns;
- **Drivers e sistema de acionamento:** Para realizar o acionamento de cada chave, foram utilizados oito *gate-drivers* isolados, desenvolvidos no GEPOC, modelo DRV1FC\_V3, cuja placa de circuito impresso (PCI) é indicado na imagem do protótipo. Estes componentes são capazes de acionar IGBTs ou MOSFETS, com tensões de bloqueio de até 1200 V, com um tempo de propagação de apenas 180 ns. Cada *driver* possui um canal de saída (acionamento individual de cada chave), com tensão de bloqueio negativa, proteção contra curto-circuito, proteção contra transientes de tensão em  $V_{GS}$  e aviso de falha. Os sinais de comando das chaves são transmitidos por corrente, aumentando a segurança e confiabilidade. Os *drivers* são soldados nas mesmas PCIs dos conversores;
- **Processador digital de sinais:** Foi utilizado um DSP, modelo TMS320F28335, de 32 bits, da *Texas Instruments*. Todo sistema de medição, controle e gerenciamento dos conversores é realizado pelo DSP. Ele também é responsável por enviar os sinais de alimentação dos sensores através de cabos de rede. Além disso, os sinais de acionamento das chaves e os sinais medidos são, respectivamente, enviados e recebidos, em corrente, utilizando cabos de rede;
- **Medições:** Para realizar as medições de tensão e corrente da rede elétrica, foi utilizada uma placa individual. A tensão foi medida utilizando um transformador de potencial, de 0,5 VA, com relação de transformação de 440:44. Para a corrente, foi utilizado um sensor isolado de efeito *hall*, modelo LA25-P, da fabricante *LEM*, dando 10 volts para elevar a precisão da medida. Para as medições de tensão do *link* CC e corrente do indutor de filtro do estágio CC-CC, também foi utilizada uma placa individual. Para medição da tensão do *link* CC, foi utilizado um sensor isolado de efeito *hall*,

modelo LV20-P, da fabricante *LEM*, empregando um resistor de potência, de 5,6 k $\Omega$ /6,5 W. Para a corrente, foi utilizado um sensor isolado de efeito *hall*, modelo LA25-P, dando 10 voltas, igualmente com a finalidade de elevar a precisão da medida. Todos os sinais medidos foram enviados em corrente ao DSP, utilizando cabos de rede.