

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia de Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

LEONARDO ARAÚJO CALADO DA COSTA

**MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS HÍBRIDA PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS SEM TRANSFORMADOR CONECTADOS À
REDE ELÉTRICA**

Recife

2018

LEONARDO ARAÚJO CALADO DA COSTA

**MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS HÍBRIDA PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS SEM TRANSFORMADOR CONECTADOS À
REDE ELÉTRICA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof.^o Dr. Fabrício Bradaschia

Coorientador: Prof.^o Dr. Alessandro Luiz Batschauer

Recife

2018

Catálogo na fonte
Bibliotecária Maria Luiza de Moura Ferreira, CRB-4 / 1469

C837m Costa, Leonardo Araújo Calado da.
Modulação por largura de pulsos híbrida para sistemas fotovoltaicos monofásicos sem transformador conectados à rede elétrica / Leonardo Araújo Calado da Costa. - 2018.
138 folhas, il., tabs., abr., sigl. e símb.

Orientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia.

Coorientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores de potência. 3. Sistemas fotovoltaicos. 4. Técnicas de modulação por largura de pulso. 5. Perdas. I. Bradaschia, Fabrício (Orientador). II. Batschauer, Alessandro Luiz (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2018-357



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

LEONARDO ARAÚJO CALADO DA COSTA

TÍTULO

**“MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS HÍBRIDA PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS SEM
TRANSFORMADOR CONECTADOS À REDE ELÉTRICA.”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FABRICIO BRADASCHIA, DEE/UFPE; MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE, ALESSANDRO LUIZ BATSCHAUER, DEE/UDESC e DENIZAR CRUZ MARTINS, EEL/UFSC sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **LEONARDO ARAÚJO CALADO DA COSTA** **APROVADO.**

Recife, 31 de janeiro de 2018.

EDUARDO FONTANA

Vice-Coordenador do PPGEE

FABRICIO BRADASCHIA

Orientador e Membro Titular Interno

ALESSANDRO LUIZ BATSCHAUER

Coorientador e Membro Titular Externo

MARCELO CABRAL CAVALCANTI

Membro Titular Interno

DENIZAR CRUZ MARTINS

Membro Titular Externo

Aos meus queridos pais, Augusto e Lucia

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais Augusto e Lucia, que sempre me apoiaram e acreditaram em mim. À minha irmã Luciana, a Fabio e a Sheila, que acompanharam todo o desenvolvimento do meu trabalho.

A Talitha, pelo seu amor e compreensão nos momentos mais desgastantes do trabalho.

Aos meus avós Antônio, Vanda (*in memorian*), Pedro Paulo e Deneves, meus padrinhos Sandra e Paulo, meus tios, primos e demais parentes pelo carinho e companhia.

Agradeço ao professor Fabrício Bradaschia, por toda paciência e prestatividade durante a orientação do meu trabalho, e ao professor Alessandro Batschauer, pelo acolhimento e contribuição durante o período em Joinville e posteriormente na orientação. Aos professores Marcelo Cavalcanti e Denizar Martins, por aceitarem participar da banca examinadora e contribuir para este trabalho.

Aos meus amigos e colegas de profissão, sem os quais este trabalho não seria possível, Márcio Réges, Eduardo Barbosa, Rafael Neto, David Soares, Fábio Barros, Gustavo Luna e Artur Szpak.

Aos professores, funcionários e colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE, entre eles, Francisco Neves, Gustavo Azevedo, Leonardo Limongi e Marcio Brito. Aos professores, funcionários e colegas do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE) da UDESC, pela recepção e acolhimento durante o período de mestrado sanduíche, especialmente a Marcello Mezaroba, Sérgio Oliveira, Yales Novaes e Joselito Heerdts e aos amigos Daniel Castellain, Carolina Knaesel, Menaouar El Kattel e José Adriano Diesel.

Agradeço especialmente ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela concessão da bolsa recebida durante 22 meses do curso, e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão da bolsa recebida durante 6 meses pelo Programa Nacional de Cooperação Acadêmica (PROCAD).

Aos demais amigos e colegas que direta ou indiretamente me apoiaram na elaboração deste trabalho.

Por fim, e mais importante de todos, agradeço ao Nosso Senhor Jesus Cristo, que propiciou que tudo isso acontecesse e prosperasse. A Ele toda honra, toda glória e todo louvor para sempre.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma técnica de modulação por largura de pulsos híbrida (HPWM) aplicada a sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede elétrica. O HPWM é uma técnica que realiza tanto a modulação da largura de pulso (PWM) clássica como a modulação da amplitude do pulso (PAM). A técnica proposta é apresentada, mostrando que a tensão no barramento c.c. do inversor pode ser reduzida nos instantes em que a tensão c.a. na rede elétrica é inferior à tensão no lado c.c. do conversor. Além disso, tanto o estágio elevador (*boost*) quanto o estágio inversor possuem reduzido número de chaveamentos, comprovados por resultados de simulação. Devido às diferenças claras de operação do PWM clássico e do HPWM, os conversores e suas respectivas técnicas de controle foram projetadas para cada tipo de técnica de modulação. Além disso, as principais normas para sistemas fotovoltaicos monofásicos foram apresentadas para comprovar que os projetos dos conversores atendiam aos padrões estabelecidos. Com o intuito de validar a operação do HPWM, o projeto do conversor e sua técnica de controle, resultados experimentais foram obtidos em um protótipo de 2 kVA do conversor c.c.-c.c. *boost* em cascata com um inversor fonte de tensão (VSI), comprovando a eficácia da proposta.

Palavras-chave: Conversores de potência. Sistemas fotovoltaicos. Técnicas de modulação por largura de pulso. Perdas.

ABSTRACT

This work presents a Hybrid Pulse-Width Modulation (HPWM) technique to be used in single-phase grid-connected photovoltaic systems. The HPWM is a mix of the Pulse-Width Modulation (PWM) and the Pulse-Amplitude Modulation (PAM), capable of reducing the level of the voltage at the dc-link of the inverter stage and reducing the number of switchings in both boost and inverter stages. Simulation results show a clear reduction of the losses and a decrease of the number of switchings of the converter of the proposed HPWM technique when compared with the conventional unipolar and bipolar PWM. Two different designs for the converter and control system were carried out for each PWM technique, due to their clear differences. A brief description of the standards for transformerless single-phase photovoltaic systems is presented in order to prove the compliance of the both converter designs. In order to prove its feasibility, the HPWM is validated through experimental results in a 2 kVA prototype of a dc/dc boost converter connected with a single-phase voltage-source inverter (VSI).

Keywords: Power converters. Photovoltaic systems. Pulse-width modulation. Losses.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema de um sistema fotovoltaico com transformador.	29
Figura 2 – Esquema de um sistema fotovoltaico sem transformador.	29
Figura 3 – Esquema básico de um sistema fotovoltaico.	30
Figura 4 – Curva do FP em função da potência ativa de saída do inversor.	35
Figura 5 – Limites operacionais de injeção/demanda de potência reativa para sistemas com potência nominal superior a 6 kW.	36
Figura 6 – Curva de operação do sistema fotovoltaico em função da frequência da rede para a desconexão por variação de frequência.	38
Figura 7 – Requisitos de suportabilidade a sobtensões decorrentes de faltas na rede (<i>Fault Ride Through</i> – FRT).	39
Figura 8 – Limites de detecção de corrente pulsada para DR tipo A.	43
Figura 9 – Utilização de um DR protegendo o lado c.a. do sistema fotovoltaico.	43
Figura 10 – Representação da corrente residual e da corrente de fuga.	51
Figura 11 – Circuito de um conversor <i>boost</i>	54
Figura 12 – Esquema de um sistema fotovoltaico monofásico.	54
Figura 13 – Primeira etapa de operação do conversor <i>boost</i>	55
Figura 14 – Segunda etapa de operação do conversor <i>boost</i>	55
Figura 15 – Formas de onda do conversor <i>boost</i>	56
Figura 16 – Esquema de um VSI monofásico.	57
Figura 17 – PWM Bipolar. Comparação da tensão de referência com a portadora triangular (acima) e tensão gerada nos terminais de saída (abaixo). Valores da tensão em proporção à tensão do barramento.	60
Figura 18 – PWM Unipolar. Comparação das tensões de referência com a portadora triangular (acima) e tensão gerada nos terminais de saída (abaixo). Valores da tensão em proporção à tensão do barramento.	61
Figura 19 – Conversor fotovoltaico monofásico baseado em qZSI.	62
Figura 20 – HPWM proposto para o conversor qZSI.	63
Figura 21 – Esquema do conversor projetado.	64
Figura 22 – Aplicação do HPWM a um conversor <i>boost</i> + VSI.	65
Figura 23 – Tensão no barramento para o PWM clássico e para o HPWM.	66

Figura 24 – Referência de tensão para o HPWM.	71
Figura 25 – Resistências térmicas dos componentes e dissipação do calor.	77
Figura 26 – Circuito equivalente para encontrar a planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$	79
Figura 27 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o PWM clássico. Módulo (acima) e fase (abaixo).	80
Figura 28 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o PWM clássico.	81
Figura 29 – Diagrama de Bode da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o PWM clássico. Módulo (acima) e fase (abaixo).	81
Figura 30 – Lugar das Raízes da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o PWM clássico.	82
Figura 31 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o PWM clássico. Módulo (acima) e fase (abaixo).	82
Figura 32 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o PWM clássico.	83
Figura 33 – Tensão no barramento e corrente no indutor para a planta sem perturbações - Conversor com PWM clássico sem controle.	83
Figura 34 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 1% na razão cíclica - Conversor com PWM clássico sem controle.	84
Figura 35 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 5% na razão cíclica - Conversor com PWM clássico sem controle.	84
Figura 36 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 10% na razão cíclica - Conversor com PWM clássico sem controle.	85
Figura 37 – Malha de corrente para o funcionamento do controle.	85
Figura 38 – Diagrama de Bode da $FTLA_{corrente_PWM}$, do controlador de corrente e da planta ajustada - Conversor com PWM clássico com controle de corrente.	86
Figura 39 – Resposta ao degrau do controlador de corrente - Conversor com PWM clássico.	87
Figura 40 – Controle de corrente estacionário - Conversor com PWM clássico.	87
Figura 41 – Controle de corrente com degrau de -15% na referência - Conversor com PWM clássico.	88
Figura 42 – Controle de corrente com degrau de +15% na referência - Conversor com PWM clássico.	88
Figura 43 – Controle de corrente com ondulação de 1.200 Hz com amplitude de +10% - Conversor com PWM clássico.	89

Figura 44 – Controle de corrente com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com PWM clássico.	89
Figura 45 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com PWM clássico com controle de corrente.	90
Figura 46 – Malha de tensão para o funcionamento do controle.	90
Figura 47 – Diagrama de Bode da $FTLA_{tensao_PWM}$, do controlador de tensão e da planta ajustada - Conversor com PWM clássico com controle cascata.	91
Figura 48 – Resposta ao degrau do controlador de tensão - Conversor com PWM clássico.	91
Figura 49 – Controle de tensão estacionário - Conversor com PWM clássico.	92
Figura 50 – Controle de tensão com degrau de +15% na referência - Conversor com PWM clássico.	92
Figura 51 – Controle de tensão com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com PWM clássico.	93
Figura 52 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com PWM clássico com controle cascata.	93
Figura 53 – Tensão no barramento e corrente no indutor para o conversor completo funcionando com PWM clássico.	94
Figura 54 – Tensão e corrente na carga para o conversor completo funcionando com PWM clássico.	94
Figura 55 – Potência instantânea na carga para o conversor completo funcionando com PWM clássico.	95
Figura 56 – Conversor com degrau de +15% na referência de tensão - Conversor completo funcionando com PWM clássico.	96
Figura 57 – Conversor com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor completo funcionando com PWM clássico.	96
Figura 58 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor completo funcionando com PWM clássico.	97
Figura 59 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o HPWM. Módulo (acima) e fase (abaixo).	97
Figura 60 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o HPWM.	98
Figura 61 – Diagrama de Bode da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o HPWM. Módulo (acima) e fase (abaixo).	98
Figura 62 – Lugar das Raízes da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o HPWM.	99

Figura 63 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o HPWM. Módulo (acima) e fase (abaixo).	99
Figura 64 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o HPWM.	100
Figura 65 – Tensão no barramento e corrente no indutor para a planta sem perturbações - Conversor com HPWM sem controle.	100
Figura 66 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 1% na razão cíclica - Conversor com HPWM sem controle.	101
Figura 67 – Diagrama de Bode da $FTLA_{corrente_HPWM}$, do controlador de corrente e da planta ajustada - Conversor com HPWM com controle de corrente.	101
Figura 68 – Resposta ao degrau do controlador de corrente - Conversor com HPWM.	102
Figura 69 – Controle de corrente estacionário - Conversor com HPWM.	103
Figura 70 – Controle de corrente com degrau de -15% na referência - Conversor com HPWM.	103
Figura 71 – Controle de corrente com degrau de +15% na referência - Conversor com HPWM.	104
Figura 72 – Controle de corrente com ondulação de 1.200 Hz com amplitude de +10% - Conversor com HPWM.	104
Figura 73 – Controle de corrente com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com HPWM.	105
Figura 74 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com HPWM.	105
Figura 75 – Diagrama de Bode da $FTLA_{tensao_HPWM}$, do controlador de tensão e da planta ajustada - Conversor com HPWM com controle cascata.	106
Figura 76 – Resposta ao degrau do controlador de tensão - Conversor com HPWM.	107
Figura 77 – Controle de tensão estacionário - Conversor com HPWM.	107
Figura 78 – Controle de tensão com degrau de +15% na referência - Conversor com HPWM.	108
Figura 79 – Controle de tensão com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com HPWM.	108
Figura 80 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com HPWM com controle cascata.	109
Figura 81 – Tensão no barramento e corrente no indutor para o conversor completo funcionando com HPWM.	109

Figura 82 – Tensão e corrente na carga para o conversor completo funcionando com HPWM.	110
Figura 83 – Potência instantânea na carga para o conversor completo funcionando com HPWM.	110
Figura 84 – Conversor com degrau de +15% na referência de tensão - Conversor completo funcionando com HPWM.	111
Figura 85 – Conversor com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor completo funcionando com HPWM.	112
Figura 86 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor completo funcionando com HPWM.	112
Figura 87 – Esquema do conversor para operar com MPPT.	113
Figura 88 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o PWM clássico com filtro de 625 μ H.	116
Figura 89 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o PWM clássico com filtro de 3,5 mH.	117
Figura 90 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o HPWM com filtro de 280 μ H.	117
Figura 91 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o HPWM com filtro de 1,7 mH.	118
Figura 92 – Protótipo do conversor fotovoltaico. Acima: circuito de potência; ao centro: capacitores de entrada do modo HPWM e o indutor do circuito de potência; à esquerda: disjuntores para manobra; abaixo e à direita: fontes auxiliares, placas para medição de tensão e de corrente, condicionamento dos <i>drivers</i> e placa de proteção do barramento.	119
Figura 93 – Circuito de potência do conversor fotovoltaico. Ao centro estão os capacitores do barramento, à esquerda o <i>driver</i> do boost com sua fonte auxiliar, à direita os <i>drivers</i> duplos do VSI com suas fontes auxiliares.	120
Figura 94 – Detalhe mostrando o ruído na aquisição da corrente no indutor para o conversor operando em 90 kHz.	120
Figura 95 – Detalhe mostrando pouco ruído na aquisição da corrente no indutor para o conversor operando em 20 kHz com filtro digital de 1 kHz.	121
Figura 96 – Corrente no indutor (amarelo), tensão no barramento (azul), tensão (verde) e corrente na carga (vermelho) para o conversor com PWM clássico.	122

Figura 97 – Valores médios da corrente no indutor e da tensão no barramento; valores eficazes da tensão e da corrente na carga para o conversor com PWM clássico.	122
Figura 98 – Degrau de 250 mA para 500 mA na referência de corrente para o conversor com PWM clássico.	123
Figura 99 – Degrau de 80 V para 100 V na referência de tensão para o conversor com PWM clássico.	123
Figura 100–Degrau de 100 V para 80 V na referência de tensão para o conversor com PWM clássico.	124
Figura 101–Detalhe mostrando o conversor operando com PWM clássico em modo de condução descontínua.	125
Figura 102–Corrente no indutor (amarelo), tensão no barramento (azul), tensão (verde) e corrente na carga (vermelho) para o conversor com HPWM em malha fechada.	126
Figura 103–Valores médios da corrente no indutor e da tensão no barramento; valores eficazes da tensão e da corrente na carga para o conversor com HPWM em malha fechada.	126
Figura 104–Degrau de 500 mA para 1 A na referência de corrente para o conversor com HPWM em malha fechada.	127
Figura 105–Acima: razão cíclica gerada; Abaixo: tensão no barramento (vermelho) e forma de tensão desejada (verde) para o conversor com HPWM em malha aberta.	128
Figura 106–Corrente no indutor (amarelo), tensão no barramento (azul), tensão (verde) e corrente na carga (vermelho) para o conversor com HPWM em malha aberta.	128
Figura 107–Valores médios da corrente no indutor e da tensão no barramento; valores eficazes da tensão e da corrente na carga para o conversor com HPWM em malha aberta.	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Consumo de energia elétrica no mundo (em TWh).	27
Tabela 2 – Geração e potência instalada solar em 2016.	27
Tabela 3 – Geração de energia solar no Brasil.	28
Tabela 4 – Limite de distorção harmônica de corrente	34
Tabela 5 – Tempo máximo de desligamento devido a condições anormais de tensão . . .	36
Tabela 6 – Especificações da falta bifásica assimétrica	40
Tabela 7 – Valores mínimos da resistência de isolamento	40
Tabela 8 – Especificações de tensão, frequência, cintilação, injeção de componente contínua de corrente, fator de potência e harmônicos de corrente na interface de conexão	41
Tabela 9 – Especificações de tempo máximo de desligamento para a tensão, frequência e ilhamento	42
Tabela 10 – Tempo máximo de desconexão para mudanças bruscas na corrente de fuga, segundo a IEC 62109-2	44
Tabela 11 – Níveis de tensão de conexão para centrais geradoras	46
Tabela 12 – Forma de conexão para microgeração	46
Tabela 13 – Limites de corrente residual nas normas americanas e internacionais	47
Tabela 14 – Limites de injeção de corrente c.c. em diferentes normas	48
Tabela 15 – Efeitos e riscos associados com a injeção de corrente c.c.	48
Tabela 16 – Requisitos para proteção contra faltas à terra	49
Tabela 17 – Especificação do dispositivo de seccionamento automático do condutor de aterramento	50
Tabela 18 – Tensão gerada nos terminais de um VSI em ponte completa em função do estado dos seus interruptores.	58
Tabela 19 – Especificações do projeto do conversor para funcionar com o PWM clássico.	69
Tabela 20 – Especificações do projeto do conversor para funcionar com o HPWM.	71
Tabela 21 – Valores máximos de corrente e de tensão obtidos em simulação.	73
Tabela 22 – Componentes utilizados na montagem experimental.	74
Tabela 23 – Valores encontrados na simulação do conversor operando com o PWM clássico.	95
Tabela 24 – Valores encontrados na simulação do conversor operando com o HPWM.	111

Tabela 25 – Condições operacionais do conversor com o PWM clássico.	121
Tabela 26 – Valores experimentais do conversor com o PWM clássico.	124
Tabela 27 – Condições operacionais do conversor com o HPWM.	125
Tabela 28 – Valores experimentais do conversor com o HPWM em malha fechada. . . .	127
Tabela 29 – Valores experimentais do conversor com o HPWM em malha aberta. . . .	129

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas.
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
c.a.	Corrente alternada.
c.c.	Corrente contínua.
CBPWM	<i>Carrier-Based Pulse-Width Modulation.</i>
CELPE	Companhia Energética de Pernambuco.
DHT	Distorção Harmônica Total.
DIN	<i>Deutsches Institut für Normung.</i>
DR	Disjuntor Diferencial Residual.
FP	Fator de potência.
FRT	<i>Fault Ride Through.</i>
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto.
FV	Fotovoltaico.
HD	<i>European Harmonization Document.</i>
HPWM	<i>Hybrid Pulse-Width Modulation.</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission.</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers.</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes.
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking.</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation.</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral.

PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional.
PWM	<i>Pulse-Width Modulation.</i>
qZSI	<i>Quasi-Z-Source Inverter.</i>
NBR	Denominação da norma da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT).
UMCR	Unidade de Monitoramento de Corrente Residual.
VSI	<i>Voltage Source Inverter.</i>
VDE	<i>Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik.</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor.
$\Delta I_L / \Delta D$	Função de transferência da variação da corrente no indutor em função da variação da razão cíclica.
ΔP	Varição (em porcentagem) da potência ativa injetada em relação ao seu valor no momento em que a frequência excede 60,5 Hz para um conversor fotovoltaico.
$\Delta V_{bar} / \Delta I_L$	Função de transferência da variação da tensão no barramento em função da variação da corrente no indutor.
$\Delta V_{bar} / \Delta D$	Função de transferência da variação da tensão no barramento em função da variação da razão cíclica.
ΔV_c	Ondulação de tensão no capacitor.
$A_e A_w$	Área mínima necessária para o núcleo do indutor.
B_{max}	Fluxo magnético do núcleo do indutor.
C_1	Capacitor do barramento.
$C_{entrada}$	Capacitor de entrada do <i>boost</i> .
C_{min}	Capacitância mínima para o <i>boost</i> operar no modo CCM.
D	Razão cíclica do interruptor do <i>boost</i> .
D_1	Diodo do <i>boost</i> .
D_{VSI}	Razão cíclica dos interruptores do VSI.
esp_{fio}	Espessura mínima do fio do indutor.
$E_{sw_{off}}$	Perdas de energia na abertura na corrente de pico para o <i>boost</i> .
$E_{sw_{on}}$	Perdas de energia no fechamento na corrente de pico para o <i>boost</i> .
f_1	Frequência fundamental do VSI.
FD	Fator de deslocamento da carga.
f_{nom}	Frequência nominal da rede.

f_{rede}	Frequência instantânea da rede.
f_s	Frequência de chaveamento do conversor.
$I_{\Delta n}$	Corrente nominal de um DR.
I_{carga}	Corrente na carga.
i_D	Corrente do diodo do <i>boost</i> .
id_{medio}	Valor médio da corrente do diodo HFA.
i_L	Corrente do indutor.
I_{o_boost}	Corrente na saída do <i>boost</i> .
irr_{HFA}	Valor de pico da corrente de recuperação reversa do diodo HFA.
i_S	Corrente do transistor do <i>boost</i> .
is_{medio}	Valor médio da corrente do interruptor do <i>boost</i> .
isw_{pk}	Valor de pico da corrente do VSI.
J_{max}	Densidade de corrente do núcleo do indutor.
k_{ew}	Fator de enrolamento das bobinas do indutor.
L_1	Valor da indutância para a ondulação desejada.
L_{carga}	Indutância da carga.
lm	Comprimento médio da espira (por volta).
L_{min}	Indutância mínima para o <i>boost</i> operar no modo CCM.
m_a	Índice de modulação em amplitude.
m_f	Índice de modulação em frequência.
P_{Cu}	Perdas no cobre do indutor.
Pd_{SSHFA}	Perdas por condução em regime permanente do diodo HFA.
P_M	Potência ativa injetada para correção do fator de potência.
Prr_{HFA}	Perdas por recuperação do diodo HFA.
PSS_{Boost}	Perdas por condução em regime permanente do <i>boost</i> .
PSS_{VSI}	Perdas por condução em regime permanente do VSI.

$P_{sw_{Boost}}$	Perdas por comutação do <i>boost</i> .
$P_{sw_{VSI}}$	Perdas por comutação do VSI.
P_t	Perdas totais do conversor.
Red	Taxa de redução desejada da potência ativa injetada.
R_{16AWG}	Resistência térmica do fio 16 AWG do indutor.
R_{carga}	Resistência de carga.
R_{DA}	Resistência térmica do dissipador.
$R_{virtual}$	Resistência que o barramento c.c. "enxerga" no lado do VSI.
R_{XY}	Resistência térmica entre componentes X-Y.
S_{Boost}	Interruptor do <i>boost</i> .
S_X	Interruptor do VSI ($X = 1, 2, 3$ ou 4).
T	Período de comutação.
T_a	Temperatura ambiente ($35^{\circ}C$).
T_c	Temperatura do <i>case</i> .
T_d	Temperatura do dissipador.
T_j	Temperatura de junção do semiconductor ($125^{\circ}C$).
t_{off}	Tempo em que o interruptor permanece aberto.
t_{on}	Tempo em que o interruptor está em condução.
trr_{HFA}	Tempo de recuperação reversa do diodo HFA.
v_{AB}	Tensão instantânea de linha na carga.
v_{Ao}, v_{Bo}	Tensões instantâneas de polo do VSI, em relação ao ponto central ('o') do barramento c.c.
\widehat{V}_{Ao}	Amplitude da tensão instantânea de polo do VSI, v_{Ao} .
V_{bar}	Tensão no barramento.
V_{bar_med}	Valor médio da tensão no barramento de entrada do <i>boost</i> .
V_{bar_max}	Valor máximo da tensão no barramento de entrada do <i>boost</i> .

V_{bar_min}	Valor mínimo da tensão no barramento de entrada do <i>boost</i> .
$V_{ce_{HFA}}$	Queda de tensão do diodo HFA.
$V_{ce_{sat}}$	Tensão coletor-emissor do <i>boost</i> em $125^{\circ}C$.
$v_{control}$	Sinal de controle de um interruptor.
$\widehat{V}_{control}$	Amplitude do sinal de controle de um interruptor.
V_d	Tensão na entrada.
$V_{d_{pk}}$	Valor de pico da tensão do diodo HFA.
V_I	Tensão na entrada do VSI.
V_L	Tensão no indutor.
V_o	Tensão na carga.
$V_{s_{pk}}$	Valor de pico da tensão do interruptor do <i>boost</i> .
v_{tri}	Sinal da portadora triangular.
\widehat{V}_{tri}	Amplitude da portadora triangular.
$ Z $	Módulo da impedância da carga.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	26
1.1	CLASSIFICAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	28
1.2	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO	30
1.3	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	31
2	NORMAS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	32
2.1	CONCEITOS IMPORTANTES	32
2.2	NBR 16149/2013	33
2.2.1	Cintilação	33
2.2.2	Injeção de componente c.c. na rede elétrica	33
2.2.3	Harmônicos e distorção de forma de onda	34
2.2.4	Fator de potência e injeção de potência reativa	34
2.2.4.1	Sistemas com potência nominal maior que 3 kW e menor ou igual a 6 kW	34
2.2.4.2	Sistemas com potência nominal maior que 6 kW	35
2.2.5	Variação da tensão	35
2.2.6	Variação de frequência	36
2.2.7	Proteção contra ilhamento	37
2.2.8	Reconexão	37
2.2.9	Aterramento	37
2.2.10	Proteção	38
2.2.11	Controle externo	38
2.2.12	Requisitos de suportabilidade a subtensões decorrentes de faltas na rede (Fault Ride Through - FRT)	38
2.3	NBR 16150/2013	39
2.4	NBR 16274/2014	40
2.5	NBR IEC 62116/2012	40
2.6	IEC 61727/2004	41
2.7	IEC 60364-7-712/2006 E DIN VDE 0100-712:2006-06	41
2.8	IEC 62109-2/2011	43
2.9	VDE V 0126-1-1:2006	45
2.10	PRODIST – MÓDULO 3	45

2.11	OUTRAS NORMAS IMPORTANTES	46
2.11.1	Normas IEEE	46
2.11.2	Limites de corrente residual	47
2.11.3	Injeção de corrente c.c.	47
2.11.4	Módulos FV	48
2.11.5	Aterramento	49
2.11.6	Atuação de DR e corrente de fuga	49
2.12	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	51
3	TÉCNICAS DE PWM PARA CONVERSORES FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS SEM TRANSFORMADORES	53
3.1	CONVERSOR BOOST	53
3.1.1	Etapas de operação	54
3.2	INVERSOR FONTE DE TENSÃO - VSI	55
3.3	TÉCNICAS CLÁSSICAS DE PWM	58
3.3.1	PWM Bipolar	59
3.3.2	PWM Unipolar	60
3.4	MODULAÇÃO HÍBRIDA POR LARGURA DE PULSO - HPWM	61
3.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	66
4	PROJETO DO CONVERSOR	68
4.1	PROJETO DO CONVERSOR PARA O PWM CLÁSSICO	68
4.2	PROJETO DO CONVERSOR COM MODULAÇÃO HÍBRIDA	70
4.3	CAPACITOR DE ENTRADA	72
4.4	COMPONENTES UTILIZADOS	73
4.5	PROJETO DO INDUTOR	73
4.6	RENDIMENTO	75
4.7	PROJETO TÉRMICO	76
4.8	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	76
5	PROJETO DO CONTROLE	79
5.1	FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO BOOST	79
5.2	CONTROLE DO CONVERSOR PARA O PWM CLÁSSICO	80
5.2.1	Validação da planta em malha aberta	80
5.2.1.1	Planta sem perturbações	80
5.2.1.2	Degrau na variável de controle (razão cíclica)	81

5.2.2	Controle de corrente	84
5.2.2.1	Controle de corrente sem perturbações	86
5.2.2.2	Degrau na referência de corrente	86
5.2.2.3	Degrau na tensão de entrada	88
5.2.2.4	Degrau na carga	88
5.2.3	Controle de tensão	89
5.2.3.1	Degrau na referência de tensão	91
5.2.3.2	Degrau na tensão de entrada	92
5.2.3.3	Degrau na carga	92
5.2.4	PWM clássico funcionando com o conversor completo	93
5.2.4.1	Degrau na referência de tensão	94
5.2.4.2	Degrau na tensão de entrada	94
5.2.4.3	Degrau na carga	95
5.3	CONTROLE DO CONVERSOR PARA O HPWM	95
5.3.1	Validação da planta em malha aberta	96
5.3.1.1	Ensaio do conversor com perturbações	97
5.3.2	Controle de corrente	99
5.3.2.1	Controle de corrente sem perturbações	102
5.3.2.2	Degrau na referência de corrente	102
5.3.2.3	Degrau na tensão de entrada	102
5.3.2.4	Degrau na carga	103
5.3.3	Controle de tensão	104
5.3.3.1	Degrau na referência de tensão	106
5.3.3.2	Degrau na tensão de entrada	106
5.3.3.3	Degrau na carga	106
5.3.4	HPWM funcionando com o conversor completo	107
5.3.4.1	Degrau na referência de tensão	109
5.3.4.2	Degrau na tensão de entrada	110
5.3.4.3	Degrau na carga	111
5.4	SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	112
5.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	113
6	RESULTADOS	115
6.1	CORRENTE DE FUGA	115

6.1.1	PWM clássico	115
6.1.2	HPWM	115
6.2	DHT	116
6.3	MONTAGEM EXPERIMENTAL	118
6.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	119
6.4.1	Resultados com PWM clássico	120
6.4.2	Resultados com HPWM	124
6.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	129
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	131
7.1	TRABALHOS FUTUROS	133
	REFERÊNCIAS	135

1 INTRODUÇÃO

Desde o final do século XIX e com o processo de urbanização durante o século XX, a energia elétrica tem se tornado um bem inestimável da sociedade humana. Todos os anos, milhares de TWh de energia elétrica são consumidos, conforme Tabela 1, em casas, indústrias e em diversas formas de utilização.

Devido a questões ambientais, estratégias políticas e a possibilidade de desenvolvimento de novas e mais eficientes tecnologias, as formas tradicionais de geração de energia elétrica são gradualmente substituídas por formas alternativas, dentre as quais se encontra a energia solar.

A energia solar é a forma de energia gerada pelo efeito fotovoltaico, o qual acarreta a conversão da luz solar em eletricidade dentro de uma célula fotovoltaica (CEPEL-CRESESB, 2014). Por ser uma forma de energia cuja fonte (a luz do Sol) é praticamente infinita e cuja geração não polui o meio ambiente, a energia solar tem crescido bastante entre as formas de geração, especialmente nas grandes economias mundiais, como os EUA, China, Japão e Alemanha, o que pode ser visto na Tabela 2.

O Brasil, apesar de ser o maior país tropical do mundo, e conseqüentemente possuir a maior área de intensa insolação, ainda apresenta números tímidos de participação da energia solar, conforme Tabela 3. O alto custo de importação dos equipamentos (como conversores e placas solares) e a legislação desfavorável aos investidores vêm a ser os principais entraves para o seu crescimento.

Entretanto, o governo brasileiro tem acenado na possibilidade de mudança desse cenário. A Resolução Normativa Nº 687 da Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL (ANEEL, 2015c) diminuiu a burocracia para os microgeradores e criou o sistema de compensação de energia, permitindo aos que geram uma quantidade de energia maior do que o consumo a receberem créditos para serem utilizados durante os 60 meses seguintes, ou então compartilharem os créditos com outras unidades consumidoras cadastradas da mesma pessoa (física ou jurídica), ou ainda dentro do mesmo condomínio. Contudo, o tempo de retorno do investimento ainda é alto. Apesar de muitos instaladores de sistemas fotovoltaicos previrem um *payback* de 5 a 10 anos (BLUESOL ENERGIA SOLAR, 2017) (WA SOLAR - ENERGIA SOLAR, 2017) (SOLARVOLT ENERGIA, 2017) (MÓDULO ENERGIA, 2017), há estudos mostrando que no Brasil esse tempo pode durar até 23 anos (NAKABAYASHI, 2014) (NAKABAYASHI, 2015) e, em alguns casos, pode até não haver retorno. Segundo Nakabayashi (NAKABAYASHI, 2015), o tempo de retorno do investimento em Recife, por exemplo, pode chegar a 15 anos.

Devido ao longo tempo de retorno do investimento e ao custo de um sistema fotovoltaico (para um consumidor residencial no Brasil custa cerca de 30 mil reais), existem investimentos na tecnologia termossolar, que transforma a luz solar em calor para aquecimento da água. Apesar

Tabela 1 – Consumo de energia elétrica no mundo (em TWh).

	2010	2011	2012	2013	2014	$\Delta\%$ (2014 / 2013)	Part. % (2014)
Mundo	18.654,5	19.341,6	19.706,4	20.326,0	20.730,6	2,0	100
China	3.713,3	4.178,9	4.434,9	4.845,7	5.066,8	4,6	24,4
Estados Unidos	3.886,5	3.882,6	3.832,3	3.868,3	3.912,8	1,1	18,9
Índia	727,1	802,2	831,4	903,5	972,6	7,6	4,7
Japão	1.038,4	1.028,6	966,1	959,1	934,4	-2,6	4,5
Rússia	858,5	874,8	889,1	881,1	890,9	1,1	4,3
Alemanha	553,0	546,6	546,7	544,6	533,0	-2,1	2,6
Brasil	464,7	481,0	498,4	516,2	532,6	3,2	2,6
Canadá	501,8	519,4	514,3	530,9	528,1	-0,5	2,5
Coreia do Sul	450,2	472,7	482,9	487,8	495,0	1,5	2,4
França	474,0	443,6	454,7	455,1	431,0	-5,3	2,1
Outros	5.986,9	6.111,3	6.255,6	6.333,5	6.433,3	1,6	31,0

Fonte: (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2017).

Tabela 2 – Geração e potência instalada solar em 2016.

País	Geração (TWh)	% da geração total	Potência instalada (MW)	Expansão no ano (GW)
China	66,2	1,1	78.070	34,5
Estados Unidos	56,8	1,3	40.300	14,7
Japão	49,5	4,9	42.750	8,6
Alemanha	38,2	5,9	41.275	1,5
Itália	22,9	8,1	19.279	0,4
Espanha	13,6	5,0	5.490	0,1
Índia	11,9	0,8	9.010	4,0
Reino Unido	10,3	3,1	11.727	2,0
França	8,3	1,5	7.130	0,6
Austrália	7,2	2,8	5.488	0,8
Outros	48,3	1,4	40.955	8,1
Mundo	333,1	1,4	301.473	75,1
% do mundo	1,4		4,7	34,9

Fonte: (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2017).

Tabela 3 – Geração de energia solar no Brasil.

Tipo de registro na ANEEL	Potência (MW)			Número de Instalações		
	2015	2016	2017	2015	2016	2017
Outorga e registro na ANEEL	21,2	23,0	311,7	24	42	60
Distribuída (telhado)	10,8	61,7	126,6	1.250	7.811	15.609
Total	32,0	84,7	438,3	1.274	7.853	15.669

Fonte: (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2017).

do investimento inicial ser cerca de 2 mil reais, o sistema não produz energia elétrica, apenas diminuindo os custos do aquecimento de água, tendo um tempo de retorno do investimento apontado pelos instaladores de 3 anos (AEC WEB, 2018), mas que pode se prolongar para até 5 a 12 anos (ENERGIA SOLAR, 2018).

1.1 CLASSIFICAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

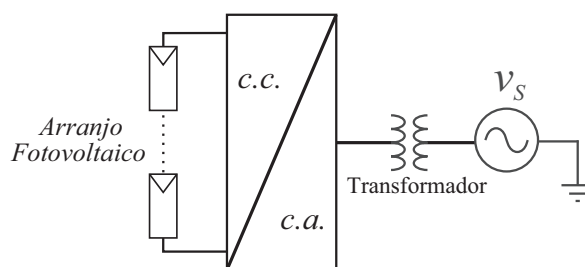
Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados como sistemas isolados ou como conectados à rede. A diferença é que os sistemas conectados estão ligados à rede elétrica, permitindo que o sistema receba alimentação da rede nos momentos de baixa geração (noite e períodos nublados) e forneça à rede o excedente da geração. Já nos sistemas isolados é necessária a utilização de baterias ou de outra forma de armazenamento para que o excedente possa ser consumido nos momentos de baixa geração.

Com relação aos sistemas conectados à rede, existe a divisão entre os que possuem transformadores na interface da rede e os que não possuem (*transformerless*). A utilização de transformadores é devido a questões de segurança de pessoas e de proteção dos equipamentos, porque, segundo a Lei de Faraday, o transformador impede a passagem de componente de corrente contínua (c.c.) do primário (a geração) para o secundário (a rede elétrica). Para sistemas de grande potência é obrigatória a utilização de transformadores (ANEEL, 2015a), contudo na microgeração em pequenas potências é permitida a ausência de transformador desde que respeitado o nível de corrente c.c. que é transmitido à rede elétrica. Nas Figuras 1 e 2 encontram-se, respectivamente, um sistema fotovoltaico com transformador e um sistema sem transformador.

Essa possibilidade de escolha permite que o projeto de conversão energética seja mais competitivo em termos de peso, custo e tamanho, além de permitir um rendimento maior, visto que sempre há perdas energéticas no transformador (FARIAS, 2011) (KEREKES; TEODORESCU; LISERRE, 2008) (LÓPEZ et al., 2010) (KEREKES et al., 2009).

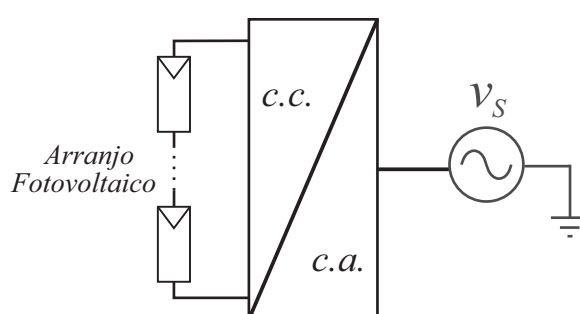
Nesse aspecto, torna-se crucial o desenvolvimento do conversor, visto que esse equipamento possibilita que a energia gerada pelos painéis fotovoltaicos seja processada com os devidos parâmetros de corrente, de tensão e de potência, e obedeça às normas referentes à injeção de componente c.c. no lado de corrente alternada (c.a.), à geração de harmônicos, à

Figura 1 – Esquema de um sistema fotovoltaico com transformador.



Fonte: (OLIVEIRA, 2012).

Figura 2 – Esquema de um sistema fotovoltaico sem transformador.



Fonte: (OLIVEIRA, 2012).

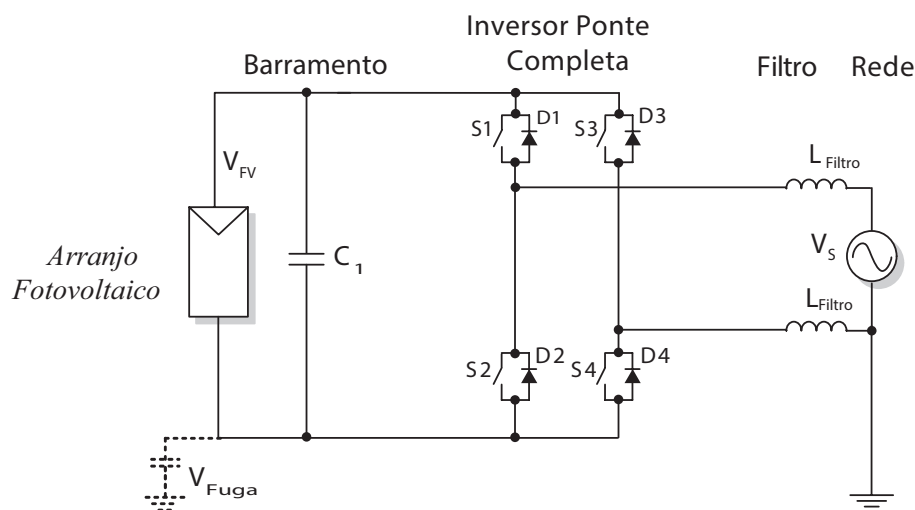
corrente de fuga e ao devido fator de potência, dentre outras características.

O que também pode tornar sistemas fotovoltaicos mais interessante para os investidores é o aumento da eficiência do sistema. Isso pode ser feito de duas maneiras: aumentando-se a taxa de conversão de energia solar em elétrica nas células fotovoltaicas, ou diminuindo-se as perdas no seu processamento. Para a primeira possibilidade, é necessária a pesquisa sobre novas estruturas de materiais que permitam uma maior taxa de transformação energética. A eficiência das células fotovoltaicas de silício pode chegar até 22% (OLIVEIRA, 2007). Alguns materiais de maior eficiência são testados em laboratório, mas ainda esbarram em seu alto custo, fazendo do silício a quase unanimidade entre os painéis comerciais.

Já para redução das perdas no seu processamento, é necessário o estudo de topologias de conversores e de técnicas de modulação mais eficientes. A topologia mais comum nesses sistemas é de conversores do tipo ponte completa (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011), com técnicas clássicas de modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation - PWM*). A Figura 3 mostra o esquema básico de um sistema fotovoltaico.

Na Figura 3, a tensão é gerada em c.c. pelos painéis fotovoltaicos e alimenta um barramento. A tensão do barramento passa por um inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*) se conectando a uma carga (ou à rede elétrica) em c.a.. Caso os painéis não

Figura 3 – Esquema básico de um sistema fotovoltaico.



Fonte: (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

gerem a tensão necessária para alimentar o barramento, é necessário um estágio de ganho de tensão, comumente feito com um conversor *boost*. Por isso, é comum chamar essa topologia de conversores fotovoltaicos como *boost + VSI*.

Como alternativa para o aumento do rendimento dos conversores. Liu et al (LIU et al., 2016) propõe uma técnica de modulação que controla tanto o estágio de ganho de tensão como o estágio de inversão. Essa técnica é chamada de modulação híbrida por largura de pulso (*Hybrid Pulse-Width Modulation - HPWM*), pois agrega tanto a modulação por largura de pulso, como a modulação por amplitude de pulso (*Pulse Amplitude Modulation - PAM*).

O HPWM, aplicado ao conversor *boost + VSI*, permite que durante parte do ciclo da corrente na carga apenas o interruptor do *boost* atue, com os interruptores do VSI sem chavear, e que em parte do ciclo da corrente na carga apenas os interruptores do VSI chaveiem com o interruptor do *boost* desligado. Com isso, essa técnica propõe a redução dos esforços de tensão e das perdas por bloqueio nos interruptores do VSI, e a redução do número de comutações em todos os interruptores do conversor.

A seguir são apresentados os objetivos dessa dissertação.

1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

O estudo de conversores e de técnicas de modulação para aplicação em sistemas fotovoltaicos são os objetivos gerais desta Dissertação de Mestrado, cujos objetivos específicos são listados a seguir:

1. Estudar as normas e as técnicas de modulação para um conversor fotovoltaico monofásico sem transformador e propor uma técnica de modulação híbrida;
2. Projetar e controlar um conversor monofásico sem transformador de 2 kVA para aplicação em um sistema fotovoltaico;
3. Realizar simulações dos modelos propostos e comparar as técnicas clássicas de modulação e a técnica de modulação híbrida;
4. Montar o conversor projetado para obtenção de resultados experimentais e comprovação dos resultados simulados.

1.3 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

Este trabalho é estruturado em sete capítulos, contando com esta introdução (Capítulo 1):

- **Capítulo 2** - Apresenta um resumo sobre as normas para sistemas fotovoltaicos, na qual são referenciadas as principais normas nacionais (ABNT NBR), e também internacionais, como IEC e a alemã VDE;
- **Capítulo 3** - É apresentada a teoria sobre os conversores utilizados, *boost* e VSI, as técnicas clássicas de modulação por largura de pulso e é proposta a técnica de modulação híbrida por largura de pulso (HPWM);
- **Capítulo 4** - É descrito o projeto do conversor e calculados os valores dos componentes necessários;
- **Capítulo 5** - É projetado o controle do conversor, são analisadas as simulações e detalhadas as técnicas para alcançar os resultados;
- **Capítulo 6** - São analisados os resultados, permitindo a comparação entre a teoria e a prática;
- **Capítulo 7** - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

2 NORMAS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Este capítulo apresenta uma síntese das normas técnicas para sistemas fotovoltaicos, com foco nas especificações técnicas dos equipamentos, em especial do inversor. Foi dada ênfase nos sistemas sem transformador (*transformerless*) cuja utilização se restringe a aplicações com potência de até 75 kW (microgeração). Dentre as principais normas de referência nacional, podem-se citar:

- ABNT NBR 16149/2013: Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição;
- ABNT NBR 16150/2013: Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – Procedimento de ensaio de conformidade;
- ABNT NBR 16274/2014: Sistemas fotovoltaicos conectados à rede – Requisitos mínimos para documentação, ensaios de comissionamento, inspeção e avaliação de desempenho;
- ABNT NBR IEC 62116/2012: Procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Há também importantes referências em normas internacionais, como a IEC 61727 (que era utilizada como padrão antes da NBR 16149/2013) e a IEC 62109-2 (que trata da segurança de sistemas fotovoltaicos e da limitação da corrente de fuga) e a DIN VDE 0100-712 (norma alemã para instalações de sistemas fotovoltaicos). É importante lembrar também o Módulo 3 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST).

Segundo Kerekes (KEREKES, 2009), as principais normas sobre inversores conectados à rede devem descrever:

- Distorção Harmônica Total (DHT) e níveis individuais de harmônicos de corrente;
- Fator de Potência (FP);
- Nível da corrente c.c. injetada;
- Variações da tensão e da frequência permitidas;
- Detecção de operação em ilhamento (funções de ilhamento e não ilhamento);
- Desconexão automática e sincronização;
- Aterramento do sistema.

2.1 CONCEITOS IMPORTANTES

Segundo o PRODIST, uma central geradora é aquela que explora a atividade de geração de energia elétrica e que pode manter suas instalações para seus próprios interesses (ANEEL,

2015a). Dentre as centrais, estão os autoprodutores, cogeneradores e produtores independentes.

Com relação à microgeração e à minigeração distribuída, entrou em vigor em 01/03/2016 a Resolução 687 de 2015 da ANEEL (ANEEL, 2015c), que modificou os conceitos adotados até então.

Segundo o PRODIST (ANEEL, 2015a), microgeração é:

Central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

Já o conceito de minigeração distribuída (ANEEL, 2015a):

Central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 3 MW para fontes hídricas e menor ou igual a 5 MW para cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou para as demais fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

2.2 NBR 16149/2013

A norma NBR 16149/2013 (ABNT, 2013a) trata das características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. Nos itens 4 a 7 da referida norma, são tratados os requisitos para o sistema fotovoltaico e seus equipamentos.

2.2.1 Cintilação

Cintilação é a característica de brilho de uma fonte luminosa. A norma descreve no item 4.3 as limitações de cintilação para operação de um sistema fotovoltaico. A norma estabelece que os limites são conforme a IEC 61000-3-3 (para sistemas com corrente inferior a 16 A), a IEC 61000-3-11 (para sistemas com corrente superior a 16 A e inferior a 75 A) e a IEC/TS 61000-3-5 (para sistemas com corrente superior a 75 A).

2.2.2 Injeção de componente c.c. na rede elétrica

No item 4.4, a norma determina que sistemas fotovoltaicos sem transformadores quando possuírem injeção de componente c.c. na rede elétrica superior a 0,5% da corrente nominal do inversor devem parar de fornecer energia à rede em até 1 s.

2.2.3 Harmônicos e distorção de forma de onda

O item 4.6 estabelece que a distorção harmônica total (DHT) de corrente deve ser inferior a 5% em relação à corrente fundamental na potência nominal do inversor. Cada harmônica individual deve estar limitada aos valores apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Limite de distorção harmônica de corrente

Harmônicas Ímpares	Limite de distorção
3 ^o a 9 ^o	< 4,0%
11 ^o a 15 ^o	< 2,0%
17 ^o a 21 ^o	< 1,5%
23 ^o a 33 ^o	< 0,6%
Harmônicas Pares	Limite de distorção
2 ^o a 8 ^o	< 1,0%
10 ^o a 32 ^o	< 0,5%

Fonte: (ABNT, 2013a).

2.2.4 Fator de potência e injeção de potência reativa

Segundo o item 4.7 da norma, o sistema fotovoltaico deve ser capaz de operar dentro das especificações de fator de potência quando a potência ativa injetada na rede for superior a 20% da potência nominal. Além disso, o sistema fotovoltaico deve ser capaz de ajustar automaticamente (em até 10 s) a potência reativa de saída para corresponder ao FP predefinido quando ocorre uma mudança na potência ativa.

Segundo a NBR 16149/2013 (ABNT, 2013a), "o inversor deve sair de fábrica com o FP igual a 1 e tolerância de trabalho na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo".

2.2.4.1 Sistemas com potência nominal maior que 3 kW e menor ou igual a 6 kW

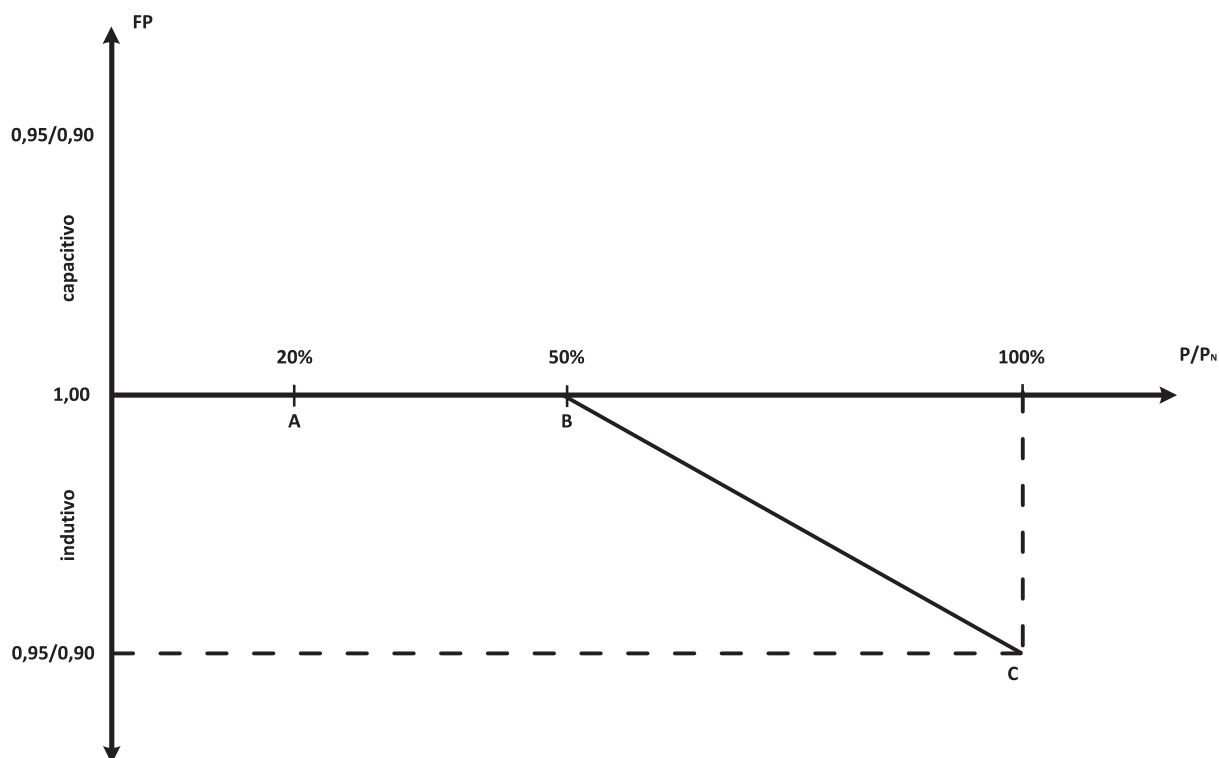
O inversor deve ter a possibilidade de operar com o FP ajustável de 0,95 indutivo até 0,95 capacitivo, obedecendo à curva da Figura 4.

O ajuste dos pontos A, B e C pode ser diferente do proposto na Figura 4 dependendo da topologia, do carregamento da rede e da potência a ser injetada.

A curva da Figura 4 é habilitada somente quando a tensão da rede ultrapassar a tensão de ativação. O valor de fábrica é de 104% da tensão nominal da rede, mas pode ser ajustado pelo operador entre 100% e 110%.

Essa curva é desabilitada quando a tensão da rede retrocede para um valor abaixo da tensão de desativação. O valor de fábrica é igual ao da tensão nominal da rede, mas pode ser ajustado pelo operador para um valor entre 90% e 100%.

Figura 4 – Curva do FP em função da potência ativa de saída do inversor.



Fonte: (CEEE-D, 2013).

2.2.4.2 Sistemas com potência nominal maior que 6 kW

O sistema pode operar com duas possibilidades: a) semelhantemente ao caso para sistemas com potência nominal até 6 kW, tendo como opcional a possibilidade de operar de acordo com a curva da Figura 4 e com FP ajustável de 0,90 indutivo até 0,90 capacitivo; b) conforme a Figura 5.

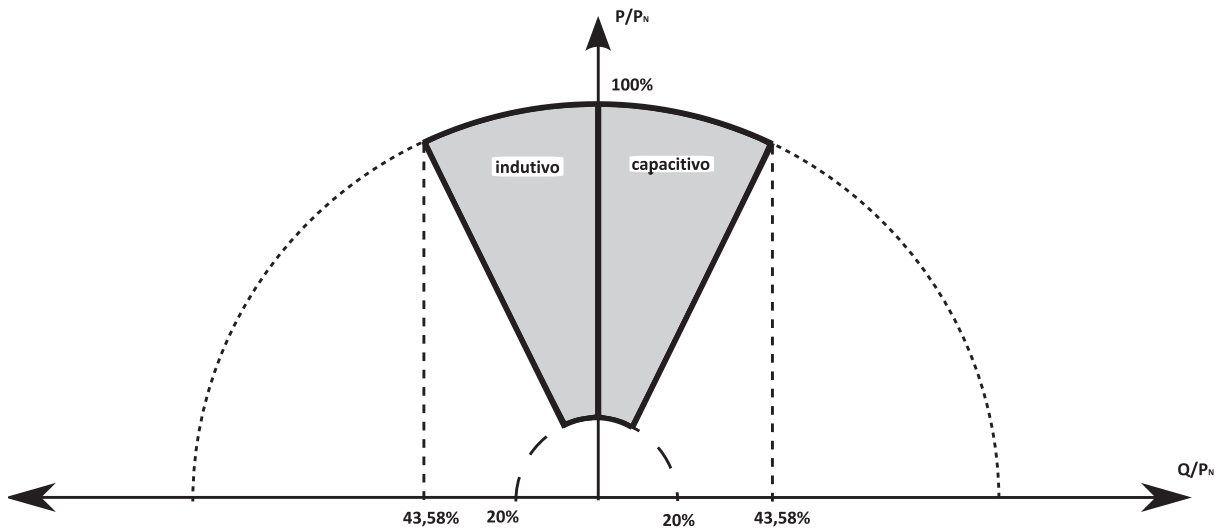
Segundo a NBR 16149/2013 (ABNT, 2013a):

O tipo e os ajustes do controle do FP e de injeção ou demanda de potência reativa devem ser determinados pelas condições da rede e definidos individualmente pelo operador da rede e fornecidos junto com a permissão de acesso. O controle pode ser de potência reativa fixa ou externo.

2.2.5 Variação da tensão

Segundo o item 5.2.1 da NBR 16149/2013, quando a tensão da rede sai da faixa de operação especificada na Tabela 5, o sistema fotovoltaico deve parar de fornecer energia à rede. O sistema deve perceber uma condição anormal de tensão e atuar (cessar o fornecimento à rede). Contudo, o sistema deve permanecer conectado, a fim de monitorar os parâmetros da rede e permitir a reconexão quando as condições normais forem reestabelecidas. Devem ser respeitadas as condições da Tabela 5, com tensões eficazes medidas no ponto comum de conexão

Figura 5 – Limites operacionais de injeção/demanda de potência reativa para sistemas com potência nominal superior a 6 kW.



Fonte: (CEEE-D, 2013).

e levando-se em conta a queda de tensão entre os terminais do inversor e o ponto comum de conexão.

Tabela 5 – Tempo máximo de desligamento devido a condições anormais de tensão

Tensão no ponto comum de conexão (% em relação à tensão nominal)	Tempo máximo de desligamento
$V < 80\%$	0,4 s
$80\% \leq V \leq 110\%$	Regime normal de operação
$110\% < V$	0,2 s

Fonte: (ABNT, 2013a).

O atraso no desligamento tem a função de evitar desligamentos desnecessários que possam ser causados por distúrbios de curta duração. Por isso, não se deve cessar o fornecimento de energia à rede caso a tensão volte para a faixa de operação contínua dentro do tempo de desligamento especificado.

2.2.6 Variação de frequência

De acordo com o item 5.2.2 da norma, o sistema fotovoltaico deve cessar de fornecer energia à rede elétrica em até 0,2 s caso a frequência da rede assuma valores abaixo de 57,5 Hz ou acima de 62 Hz. O sistema somente deve voltar a fornecer energia à rede quando a frequência

retornar para um valor entre 59,9 Hz e 60,1 Hz, respeitando o tempo de reconexão descrito no item 5.4 da norma.

Quando a frequência da rede ultrapassar 60,5 Hz e permanecer abaixo de 62 Hz, o sistema fotovoltaico deve reduzir a potência ativa injetada na rede segundo a equação:

$$\Delta P = [f_{rede} - (f_{nom} + 0,5)] \cdot Red, \quad (1)$$

sendo:

- ΔP a variação (em porcentagem) da potência ativa injetada em relação ao seu valor no momento em que a frequência excede 60,5 Hz (P_M);

- f_{rede} a frequência instantânea da rede;

- f_{nom} a frequência nominal da rede;

- Red é a taxa de redução desejada da potência ativa injetada, ajustada em -40%/Hz. A resolução da medição de frequência deve ser $\leq 0,01$ Hz.

Durante o processo de redução da potência ativa, caso a frequência da rede diminua, o sistema fotovoltaico deve manter o menor valor de potência ativa atingido ($P_M - \Delta P_{Max}$) durante o aumento da frequência. O sistema fotovoltaico só pode aumentar a potência ativa injetada quando a frequência da rede permanecer por pelo menos 300 s na faixa entre 59,95 Hz e 60,05 Hz.

O gradiente de elevação da potência ativa injetada na rede não deve ser maior do que 20% de P_M por minuto.

A Figura 6 ilustra a curva de operação do sistema fotovoltaico em função da frequência da rede para a desconexão por variação da frequência.

2.2.7 Proteção contra ilhamento

O item 5.3 da norma estabelece que se ocorrer ilhamento (perda da rede), o sistema deve interromper o fornecimento de energia em no máximo 2 s.

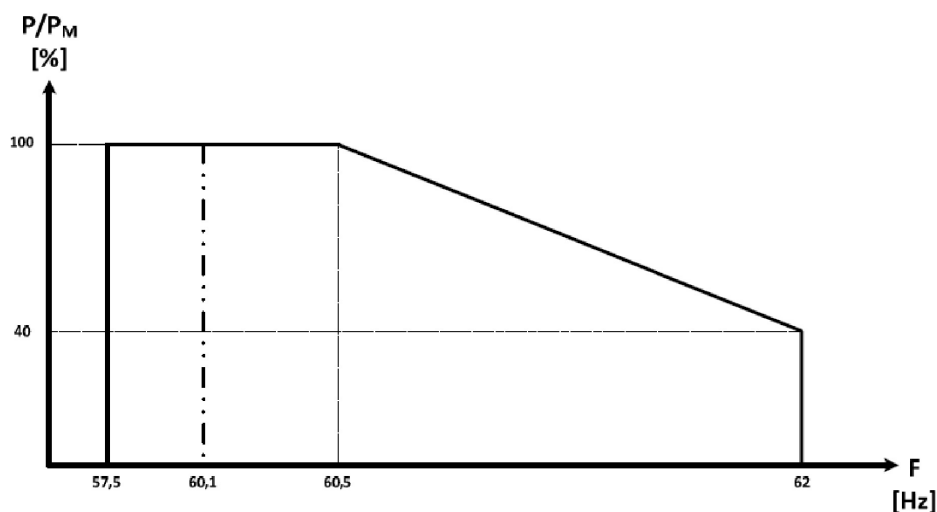
2.2.8 Reconexão

Após uma desconexão, o sistema fotovoltaico deve retomar o fornecimento de energia (reconexão) em um período de 20 s a 300 s (dependendo das condições locais da rede) após a retomada das condições normais de tensão e de frequência da rede (item 5.4 da norma).

2.2.9 Aterramento

O aterramento do equipamento de interface com a rede (o inversor) deve ser conforme a IEC 60364-7-712.

Figura 6 – Curva de operação do sistema fotovoltaico em função da frequência da rede para a desconexão por variação de frequência.



Fonte: (CEEE-D, 2013).

2.2.10 Proteção

A norma especifica condições para proteção contra curto-circuito (item 5.6), isolamento e seccionamento (item 5.7) e religamento automático da rede (item 5.8).

O conversor deve estar em conformidade com a IEC 60364-7-712 em relação às proteções contra curto-circuito, à isolamento e ao seccionamento.

Já o religamento automático deve ser suportado na pior condição possível (em oposição de fase).

2.2.11 Controle externo

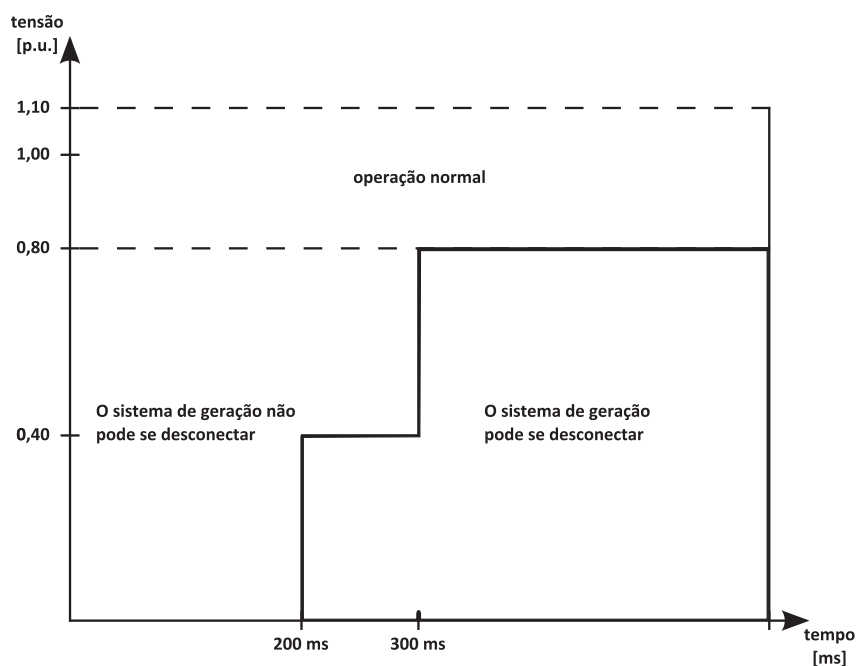
Segundo o item 6, o sistema fotovoltaico deve estar preparado para receber sinais de controle por telecomando que permitam o controle da potência ativa e da potência reativa geradas pelo sistema fotovoltaico e também a desconexão e reconexão do sistema fotovoltaico da rede.

Sistemas com potência nominal superior a 6 kW devem ser capazes de limitar a potência ativa injetada na rede e a potência reativa injetada ou demandada.

2.2.12 Requisitos de suportabilidade a subtensões decorrentes de faltas na rede (*Fault Ride Through - FRT*)

De acordo com o item 7, em casos de afundamento de tensão, sistemas fotovoltaicos com potência nominal maior ou igual a 6 kW devem se comportar conforme a Figura 7 para evitar a desconexão indevida da rede.

Figura 7 – Requisitos de suportabilidade a sobtensões decorrentes de faltas na rede (*Fault Ride Through – FRT*).



Fonte: (CEEE-D, 2013).

A Figura 7 apresenta três regiões: a região de operação normal (faixa entre 80% e 110% da tensão nominal), a região em que o sistema de geração não pode se desconectar da rede, porém pode cessar o fornecimento de energia (faixa abaixo de 80% da tensão nominal e antes das demarcações de 200 ms e 300 ms) e a região em que o sistema de geração pode se desconectar da rede (faixa abaixo de 80% da tensão nominal e depois das demarcações de 200 ms e 300 ms).

Se a tensão retornar para a faixa entre -20% e +10% da tensão nominal, o sistema fotovoltaico deve reestabelecer em no máximo 200 ms a injeção da potência ativa e da reativa de antes da falta, com tolerância de $\pm 10\%$ da potência nominal do sistema fotovoltaico.

Caso a tensão permaneça na faixa entre 80% e 90% da tensão nominal, é permitida uma redução da potência injetada com base na corrente máxima do inversor.

2.3 NBR 16150/2013

A norma NBR 16150/2013 (ABNT, 2013b) trata do procedimento de ensaio de conformidade. Alguns itens abordam as especificações dos equipamentos durante o ensaio.

O item 5 (Requisitos para equipamentos) descreve as especificações para o simulador da corrente alternada e para o simulador do gerador fotovoltaico utilizados nos ensaios.

No item 6.14 - Requisitos de suportabilidade a subtensões decorrentes de falhas de rede (*Fault Ride Through – FRT*) – é comentado que durante a falta assimétrica bifásica, a tensão residual e os ângulos de fase das três fases devem atender aos valores mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Especificações da falta bifásica assimétrica

Falta	Tensão fase neutro (% da tensão nominal)			Ângulo de fase		
	Fase 1	Fase 2	Fase 3	$\varphi 1$	$\varphi 2$	$\varphi 3$
5%	87% \pm 5%	87% \pm 5%	5% \pm 5%	27°	-147°	113°
45%	90% \pm 5%	90% \pm 5%	45% \pm 5%	15°	-135°	115°

Fonte: (ABNT, 2013b).

2.4 NBR 16274/2014

A NBR 16274/2014 (ABNT, 2014) descreve ensaios de comissionamento, inspeção e avaliação de desempenho. O item 6.7 aborda o cálculo da resistência de isolamento do arranjo fotovoltaico.

Para ser realizado o ensaio da resistência de isolamento, a norma especifica dois métodos possíveis:

a) Método de ensaio 1 – ensaio entre o negativo do arranjo fotovoltaico e o terra, seguido de um ensaio entre o positivo e o terra.

b) Método de ensaio 2 – ensaio entre o terra e o curto-circuito do positivo e do negativo do arranjo fotovoltaico.

A Tabela 7 mostra o valor da resistência a ser encontrada, de acordo com a tensão do sistema.

Tabela 7 – Valores mínimos da resistência de isolamento

Tensão do sistema	Tensão de ensaio	Resistência de isolamento mínima
< 120 V	250 V	0,5 M Ω
120 V a 500 V	500 V	1,0 M Ω
> 500 V	1.000 V	1,0 M Ω

Fonte: (ABNT, 2013b).

2.5 NBR IEC 62116/2012

A NBR IEC 62116/2012 (ABNT, 2012) aborda o ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

O item 5 (Requisitos para equipamentos) trata das especificações para os equipamentos de ensaio: instrumentos de medição, fonte de alimentação c.c. (que pode ser um gerador FV ou um simulador), fonte de alimentação c.a. e cargas c.a.

O item 6 (Ensaio de inversor monofásico ou polifásico) trata das especificações e o procedimento de ensaio para o inversor (equipamento sob ensaio - ESE).

2.6 IEC 61727/2004

A IEC 61727/2004 (*Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface*) (IEC, 2004) trata das características da conexão do sistema fotovoltaico e se aplica a sistemas fotovoltaicos conectados à rede em baixa tensão que utilizam inversores com proteção anti-ilhamento e descreve recomendações e requerimentos específicos para sistemas de até 10 kVA, normalmente utilizados em residências com alimentação monofásica ou trifásica. Esta norma era utilizada como referência antes da aprovação da NBR 16149/2013.

A Tabela 8 contém algumas das especificações da norma para o inversor, enquanto a Tabela 9 traz as especificações sobre o tempo máximo de desligamento para variações de tensão, de frequência ou em ocorrência de ilhamento.

Tabela 8 – Especificações de tensão, frequência, cintilação, injeção de componente contínua de corrente, fator de potência e harmônicos de corrente na interface de conexão

Tensão (operação contínua)	Entre 85% e 110% da tensão nominal da rede
Frequência (operação contínua)	Entre ± 1 Hz da frequência nominal da rede
Cintilação	Limitado pelas normas IEC 61000-3-3 ($I < 16A$) e IEC 61000-3-5 ($I \geq 16A$)
Injeção de componente contínua de corrente	Limitada a 1% da corrente nominal de saída em qualquer condição de operação
Fator de potência	Fator de potência indutivo maior que 0,9 quando o carregamento do inversor for superior a 50%
Harmônicos de corrente	A distorção harmônica total de corrente deve ser inferior a 5% na saída nominal do inversor, respeitando alguns limites para cada harmônico de corrente

Fonte: (IEC, 2004) por (ALMEIDA, 2012).

A norma faz referência à IEC 60364-7-712 em questões relacionadas a aterramento, proteção contra curto-circuito e isolamento e seccionamento.

2.7 IEC 60364-7-712/2006 E DIN VDE 0100-712:2006-06

A norma DIN VDE 0100-712:2006-06 (DIN, 2006a) é a implementação alemã do documento de harmonização HD 60364-7-712/2006 (IEC, 2006).

Tabela 9 – Especificações de tempo máximo de desligamento para a tensão, frequência e ilhamento

Tensão (% relativa à tensão nominal da rede)	$V < 50\%$	0,1 s
	$50\% \leq V < 85\%$	2,0 s
	$85\% \leq V \leq 110\%$	Operação contínua
	$110\% < V < 135\%$	2,0 s
	$135\% \leq V$	0,05 s
Frequência	Fora da faixa entre ± 1 Hz da frequência nominal da rede	0,2 s
Ilhamento	Entre o momento em que ocorre o ilhamento e o momento em que o inversor deixa de fornecer energia à rede (tempo de permanência da alimentação)	2 s

Fonte: (IEC, 2004) por (ALMEIDA, 2012).

A norma exige a utilização de disjuntor diferencial residual (DR) quando, devido a condições de aterramento inadequadas (por exemplo, alta resistência de malha ou sistema de aterramento TT), não é possível realizar a desconexão automática com equipamentos de proteção de sobretensão (disjuntores) em casos de correntes de falta c.c.. Se existe um isolamento elétrico entre os lados c.a. e c.c. (por exemplo, um transformador), então o DR deve ser do tipo A. Caso não exista desacoplamento entre os lados c.a. e c.c., então o DR deve ser do tipo B, de acordo com a IEC 60755.

O DR do tipo AC detecta somente corrente residual em c.a. na frequência da rede. O tipo A detecta corrente residual c.a. e corrente residual c.c. pulsada na frequência da rede. Já o tipo B detecta corrente residual c.c. e corrente residual c.a. em qualquer frequência. A escolha do tipo do DR deve se basear no conhecimento do tipo de correntes residuais que podem estar presentes no circuito c.a..

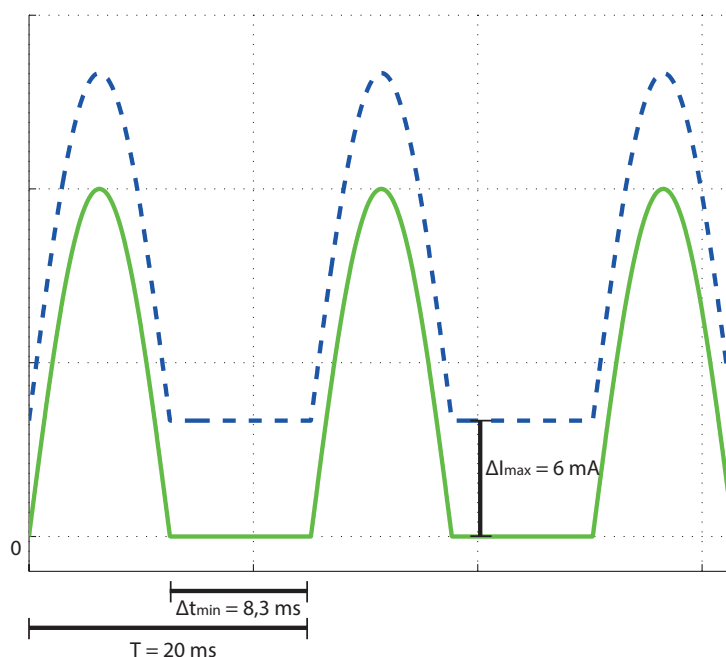
Complementando a informação, a IEC 60755 estipula que o DR tipo A suporta até 6 mA de corrente residual c.c. sobreposta à corrente da rede (50 Hz ou 60 Hz), conforme a Figura 8.

Quando altas correntes de fuga são esperadas, a utilização de DRs com grandes correntes de operação é recomendada ($I_{\Delta n} > 30$ mA).

É importante notar que os inversores vêm com uma Unidade de Monitoramento de Corrente Residual (UMCR) para ajudar a proteger contra corrente residual no lado c.c. do inversor. Ou seja, a UMCR não substitui a exigência de algumas normas para o circuito c.a. ser protegido por um DR. Portanto, a UMCR protege o circuito c.c., enquanto o DR protege o circuito c.a, conforme a Figura 9.

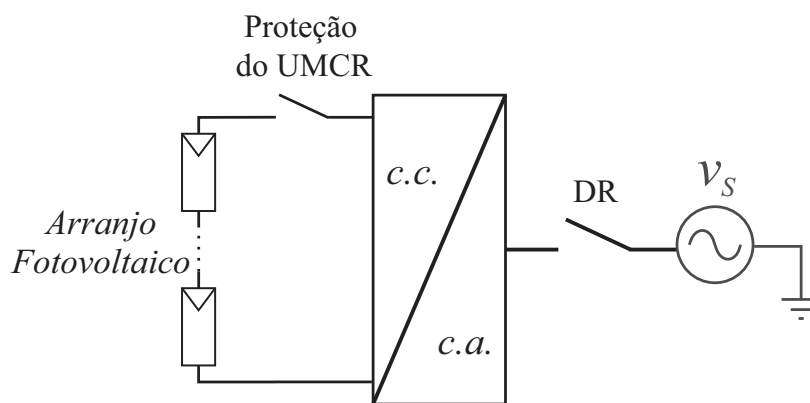
Se há condutores de proteção de equipotencialização, esses devem ser instalados em paralelo e o mais próximo possível dos cabos e acessórios.

Figura 8 – Limites de detecção de corrente pulsada para DR tipo A.



Fonte: (DAVIDS S.; GRÜNEBAST, 2013).

Figura 9 – Utilização de um DR protegendo o lado c.a. do sistema fotovoltaico.



Fonte: (DIN, 2006a).

2.8 IEC 62109-2/2011

Complementarmente às normas nacionais, a norma internacional IEC 62109-2 (*Safety for power converters for use in photovoltaic power systems. Part 2: Particular requirements for inverters*) (IEC, 2011), que trata da segurança em sistemas fotovoltaicos, estabelece que o inversor deve apresentar um meio de detectar a corrente de fuga e realizar a desconexão com a rede caso os limites sejam violados. A referida norma permite a escolha de duas maneiras diferentes para realizar este monitoramento: uma é utilizando um DR do tipo B e a outra é utilizando uma UMCR.

DRs e UMCRs são utilizados para fornecer proteção contra falhas de isolamento em algumas instalações domésticas e industriais, além da fornecida pelo equipamento instalado. Caso seja escolhido utilizar DR, o equipamento deve ser ajustado para limitar o valor eficaz da corrente residual em 30 mA. Caso a UMCR seja empregada, a unidade deve monitorar tanto o total da corrente de fuga, quanto as variações bruscas. Nesse caso, o inversor deve se desconectar da rede em até 0,3 segundos se o valor eficaz da corrente de fuga exceder:

- a) 300 mA, para sistemas com potência de até 30 kVA.
- b) 10 mA por kVA, para sistemas com potência acima de 30 kVA.

Com relação às mudanças bruscas na corrente de fuga, o inversor deve se desconectar da rede conforme mostra a Tabela 10. Essa é uma forma de detectar um choque elétrico caso alguma pessoa entre em contato com um condutor energizado.

Até o presente momento, as normas brasileiras relacionadas a sistemas fotovoltaicos conectados à rede não apresentam limites específicos para a corrente de fuga, embora a norma NBR 5410 (ABNT, 2015) estabeleça o uso de dispositivos de corrente residual para proteção contra choques elétricos em locais específicos da instalação.

Tabela 10 – Tempo máximo de desconexão para mudanças bruscas na corrente de fuga, segundo a IEC 62109-2

Mudança no valor eficaz da corrente diferencial	Tempo máximo de desconexão
30 mA	0,3 s
60 mA	0,15 s
150 mA	0,04 s

Fonte: (IEC, 2011).

Uma falha de isolamento ou contato direto com certos tipos de circuitos de conversores pode causar o aparecimento de uma componente c.c. na corrente de modo a reduzir a capacidade de um DR ou UMCR do tipo A ou AC de fornecer proteção para outros equipamentos na instalação (conforme a IEC 60755 e a IEC 62020). Conversores devem ser concebidos de modo que, em condições normais ou de falha única (quando apenas um dispositivo da proteção vem a falhar), qualquer componente c.c. da corrente no condutor do aterramento de proteção não exceda os requisitos de corrente c.c. (conforme a IEC 60755 e a IEC 62020) para DRs e UMCRs do tipo A. Para conversores com instalação fixa ou conectados por plugue utilizando um conector industrial de acordo com a IEC 60309, a corrente c.c. pode estar presente no condutor do aterramento de proteção se as informações exigidas pelo item 5.3.2 'I' da norma forem fornecidas nas instruções de instalação.

Para o projeto de instalações elétricas, deve-se ter cuidado com DR ou UMCR do tipo B, pois qualquer DR ou UMCR a montante de um DR ou UMCR do tipo B até o transformador de

alimentação deve ser do tipo B.

Dependendo do circuito de alimentação e do tipo de DR (tipo A, AC ou B, segundo a IEC 60755), o conversor e o DR ou UMCR podem ou não serem compatíveis (conforme item 7.3.8 da norma). Se os circuitos que podem causar corrente com uma componente c.c. fluírem no condutor de proteção durante o funcionamento normal ou durante a falha não são separados do ambiente por isolamento duplo ou reforçado, considera-se que o próprio conversor pode causar corrente c.c. suave e é, portanto, incompatível com DRs dos tipos A e AC, necessitando de um DR do tipo B.

2.9 VDE V 0126-1-1:2006

Segundo a norma alemã VDE V 0126-1-1:2006 (DIN, 2006b), se o sistema não possui UMCR, então um DR tipo B é exigido no lado c.a. do inversor.

Devido às correntes de fuga elevadas, somente é possível sob certas condições utilizar apenas um DR do tipo B com $I_{\Delta n} = 30$ mA no lado c.a. do inversor sem transformador. Nas demais situações se faz necessário utilizar uma UMCR a fim de proporcionar a proteção no lado da corrente contínua, como especificado na norma VDE V 0126-1-1.

2.10 PRODIST – MÓDULO 3

Os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST – são documentos elaborados pela ANEEL, com a participação dos agentes de distribuição e de outras entidades e associações do setor elétrico nacional, que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica. O PRODIST não é uma norma em si, contudo, apresenta algumas exigências técnicas que devem ser atendidas pelos sistemas de geração distribuída.

O Módulo 3 (ANEEL, 2015b) estabelece as condições de acesso, compreendendo a conexão e o uso ao sistema de distribuição, não abrangendo as demais instalações de transmissão, e define os critérios técnicos e operacionais, os requisitos de projeto, as informações, os dados e a implementação da conexão, aplicando-se aos novos acessantes, bem como aos existentes.

A Tabela 11 estabelece os níveis de tensão para centrais geradoras. Para as centrais que se enquadram no conceito de micro ou minigeração distribuída, a forma de conexão (monofásica ou trifásica) é definida pela distribuidora de acordo com as características técnicas da rede e com a regulamentação vigente. A CELPE (Companhia Energética de Pernambuco), por exemplo, considera a forma de conexão para microgeração conforme a Tabela 12.

Tabela 11 – Níveis de tensão de conexão para centrais geradoras

Potência instalada	Nível de tensão de conexão
< 10 kW	Baixa tensão
10 kW a 75 kW	Baixa tensão
76 kW a 150 kW	Baixa tensão / Média tensão
151 kW a 500 kW	Baixa tensão / Média tensão
501 kW a 10 MW	Média tensão / Alta tensão
11 MW a 30 MW	Média tensão / Alta tensão
> 30 MW	Alta tensão

Fonte: (ANEEL, 2015b).

Tabela 12 – Forma de conexão para microgeração

Carga Instalada da Unidade Consumidora	Potência Instalada da Microgeração	Forma de Conexão
< 15 kW	< 15 kW	Monofásica ou Trifásica
15 kW a 75 kW	15 kW a 75 kW	Trifásica

Fonte: (CELPE, 2014).

2.11 OUTRAS NORMAS IMPORTANTES

Além das normas citadas, deve-se observar outras recomendações para o sistema fotovoltaico, das quais foram destacadas as relacionadas ao módulo fotovoltaico e ao aterramento.

2.11.1 Normas IEEE

Há também algumas normas importantes do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), dentre as quais pode-se citar a IEEE std 1547-2003 “*IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems*”, que trata do tempo de desligamento em condições anormais de tensão. A norma estabelece o tempo de desconexão em função da porcentagem da tensão nominal, variando entre 0,16s e 2s.

A norma IEEE std 519-1992 “*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*”, semelhantemente a NBR 16149 e a IEC 61727, limita a DHT de corrente em 5%. A norma também trata das situações de atuação do sistema em caso de ilhamento. A IEEE Std 929-2000 *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*, que também trata de anti-ilhamento, estabelece um tempo mínimo de 5 minutos para reconexão.

2.11.2 Limites de corrente residual

Na Tabela 13 há um comparativo entre os limites de corrente residual nas normas americanas e nas normas internacionais.

Tabela 13 – Limites de corrente residual nas normas americanas e internacionais

Padrão	Especificações	
	Potência do sistema (kW)	Corrente (mA)
UL 1741, Ed. 2 Para sistemas com transformadores e c.c aterrado	0 - 25	≤ 1000
	25 - 50	≤ 2000
	50 - 100	≤ 3000
	100 - 250	≤ 4000
	> 250	≤ 5000
UL 1741 CRD 26-04-2010 (Potência máxima ≤ 30 kVA) Para sistemas sem transformadores (<i>transformeless</i>) e c.c flutuando	Limite de corrente	Tempo de disparo (s)
	300 mA	0,3
	Degrau de 30 mA	0,3
	Degrau de 60 mA	0,15
IEC 62109-2, Ed. 1 Para sistemas sem transformadores (<i>transformeless</i>) e c.c. flutuando	Limite de corrente	Tempo de disparo (s)
	Para potência ≤ 30 kVA -> 300 mA eficazes	0,3
	Para potência > 30 kVA -> 10 mA eficazes por kVA	0,3
	Degrau de 30 mA	0,3
	Degrau de 60 mA	0,15
	Degrau de 150 mA	0,04

Fonte: (FLICKER; KENNETH; JOHNSON, 2014).

2.11.3 Injeção de corrente c.c.

A Tabela 14 mostra o limite de injeção de corrente c.c. para diferentes normas.

Complementando a Tabela 14, a norma VDE 0126-1-1 (DIN, 2006b) também afirma que, em caso de injeção de corrente c.c. acima de 1 A, a desconexão deve ser feita em até 0,2 s. As demais normas não mencionam a exigência do tempo de desconexão.

Uma desvantagem de sistemas sem transformadores é que a ausência do trafo pode permitir que correntes c.c. sejam conduzidas para o lado c.a., podendo saturar o núcleo de componentes magnéticos em transformadores de distribuição, levando a superaquecimento e

Tabela 14 – Limites de injeção de corrente c.c. em diferentes normas

IEC 61727	VDE 0126-1-1	IEEE 1547	EN 61000-3-2	IEEE 929-2000
< 1% da corrente média de saída	< 1 A	< 0,5% da corrente média de saída	< 0,22 A para um retificador meia-onda de 50 W	< 0,5% da corrente média de saída

Fonte: (KEREKES, 2009).

possíveis falhas. Pode-se observar na Tabela 15 os efeitos e riscos associados com a injeção de corrente c.c..

Tabela 15 – Efeitos e riscos associados com a injeção de corrente c.c.

Equipamento	Efeitos técnicos	Impactos e riscos associados
Transformador de distribuição	<ul style="list-style-type: none"> - Saturação - Aumento da distorção harmônica - Aumento das perdas - Aquecimento - Aumento do ruído 	<ul style="list-style-type: none"> - Ação prematura - Falha prematura (risco de incêndio, interrupção de fornecimento de energia) - Operação ineficiente - Impacto ambiental (ruído)
DR	<ul style="list-style-type: none"> - Modificação das características de disparo 	<ul style="list-style-type: none"> - Redução da sensibilidade
Transformador de corrente (TC)	<ul style="list-style-type: none"> - Saturação 	<ul style="list-style-type: none"> - Ação Prematura
Medições de energia		<ul style="list-style-type: none"> - Erros de medição

Fonte: (KEREKES, 2009).

2.11.4 Módulos FV

Segundo Almeida (ALMEIDA, 2012), as principais normas sobre os módulos FV são a IEC 61730-1 – *Photovoltaic (PV) module safety qualification – Part 1: Requirements for construction*, IEC 61215 – *Crystalline silicon terrestrial photovoltaic (PV) modules – Design qualification and type approval* (para módulos de silício cristalino), IEC 61646 – *Thin-film terrestrial photovoltaic (PV) modules – Design qualification and type approval* (para módulos de filmes finos) e IEC 61701 – *Salt mist corrosion testing of photovoltaic (PV) modules* (para locais próximos ao litoral). Além disso, o módulo deve possuir certificação do INMETRO.

2.11.5 Aterramento

O aterramento de um sistema elétrico pode ter dois objetivos: funcional ou de segurança. O aterramento funcional é utilizado quando se deseja aterrar algum dos terminais de um módulo fotovoltaico para o seu correto funcionamento. Já o aterramento de segurança é utilizado para proteger pessoas e animais.

De acordo com Almeida (ALMEIDA, 2012):

O aterramento funcional (do polo positivo ou negativo) no lado em corrente contínua só será permitido se existir isolamento galvânica entre os lados em corrente contínua e alternada, interna ou externamente ao inversor, e deve ser feito no próprio inversor ou o mais próximo possível de seus terminais. Quando a isolamento galvânica (transformador) for externa ao inversor, não é permitido aterrar condutor vivo no lado em corrente alternada entre o inversor e o transformador.

Os principais esquemas de aterramento utilizados no lado c.c. são TN-S (condutor vivo aterrado, polo positivo ou negativo, e massas aterradas) ou IT (condutores vivos não aterrados e massas aterradas). A Tabela 16 tem os procedimentos utilizados para proteção em relação a faltas à terra. A secção mínima dos condutores de aterramento deve ser de 6 mm^2 .

Tabela 16 – Requisitos para proteção contra faltas à terra

Sem separação galvânica	Com separação galvânica	
	IT	TN-S
Instalar dispositivo supervisor de isolamento e dispositivo de seccionamento automático da alimentação no lado em corrente alternada.	Instalar dispositivo de supervisão de isolamento, que deverá alertar quando ocorrer a primeira falta a terra.	Instalar dispositivo de seccionamento automático do condutor de aterramento quando ocorrer a primeira falta a terra.

Fonte: (ALMEIDA, 2012).

A Tabela 17 contém os requisitos que o dispositivo de seccionamento do condutor de aterramento deve satisfazer.

2.11.6 Atuação de DR e corrente de fuga

O valor padronizado de corrente residual diferencial de não atuação de um DR do tipo A é de $+0\%/-50\%$ da corrente residual nominal. Portanto, um DR com corrente residual nominal de 30 mA deve atuar de forma confiável a partir de uma corrente diferencial de 30 mA, mas não deve disparar abaixo de 15 mA. Na prática, o DR sempre atua em algum valor entre 15 mA e 30 mA.

Tabela 17 – Especificação do dispositivo de seccionamento automático do condutor de aterramento

Potência do inversor	Corrente nominal de atuação do dispositivo de seccionamento automático do condutor de aterramento
≤ 3 kVA	≤ 1 A
> 3 kVA e ≤ 100 kVA	≤ 3 A
> 100 kVA	≤ 5 A

Fonte: (ALMEIDA, 2012).

Durante mau tempo (por exemplo, chuva forte), a capacitância de fuga do arranjo fotovoltaico pode aumentar, de tal forma que a corrente de fuga capacitiva resultante dispare o DR, embora nenhuma corrente residual esteja presente. Isso é o que acontece frequentemente com DRs com um baixo limite de corrente residual (por exemplo, de 30 mA).

De acordo com o relatório técnico da SMA (SMA, 2014), a circulação de uma corrente de fuga maior que 50 mA pela capacitância parasita pode causar o acionamento indevido da UMCR. O equipamento pode interpretar as flutuações aleatórias da corrente de fuga como uma variação brusca da corrente residual maior do que 30 mA, causando a desconexão do sistema fotovoltaico com a rede. O relatório técnico citado recomenda que o sistema fotovoltaico seja dimensionado para que a corrente de fuga não ultrapasse 50 mA, com o objetivo de assegurar a operação correta da UMCR.

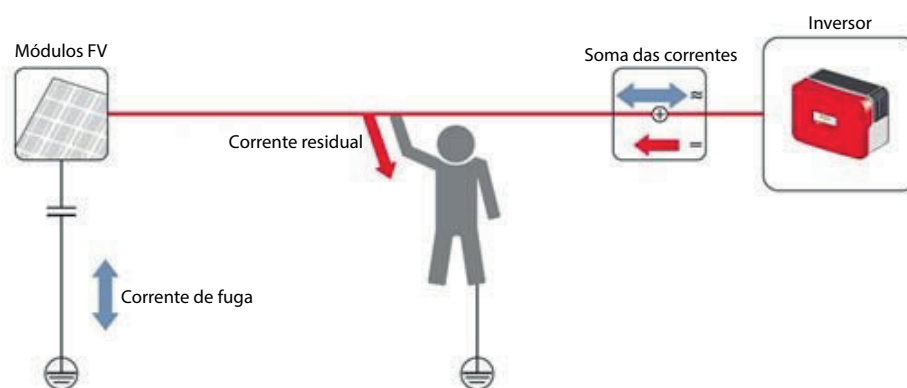
No entanto, algumas distribuidoras de energia elétrica exigem a instalação de dispositivo de proteção a corrente diferencial residual em suas normas para conexão de microgeração e de minigeração à rede de distribuição (AES-ELETROPAULO, 2012), (DME DISTRIBUIÇÃO, 2013). Esse requisito é exigido em conformidade com a norma para instalações elétricas NBR 5410 (FIGUEREDO, 2015).

Se uma falha, como um defeito do isolamento, causar o contato de uma linha viva com uma pessoa aterrada (conforme a Figura 10), uma corrente adicional flui para a terra. Esta corrente indesejada causa perdas e é chamada de corrente residual. A soma de ambas as correntes (a corrente de fuga e a corrente residual) é a corrente diferencial (corrente diferencial = corrente de fuga + corrente residual).

Os dispositivos de detecção de corrente residual têm o seu funcionamento comprometido pela existência da corrente de fuga, podendo disparar mesmo que não ocorra contato de pessoas ou de animais com a linha viva. Correntes residuais c.a. acima de 30 mA são perigosas para seres humanos e animais.

A fim de proporcionar segurança pessoal, juntamente com a classe de proteção do arranjo fotovoltaico, inversores sem transformador devem ser desligados da rede imediatamente após

Figura 10 – Representação da corrente residual e da corrente de fuga.



Fonte: (SMA, 2014).

a ocorrência de uma corrente residual de 30 mA (DIN, 2006b). Para este propósito, durante a operação de alimentação, a corrente diferencial é medida usando uma UMCR sensível a todos os polos. No entanto, o aparelho só consegue medir a corrente diferencial, e não a desejada corrente residual.

Só é possível discernir o valor da corrente residual até um determinado valor, pois isto se torna mais difícil com o aumento da corrente de fuga. Para valores próximos a 50 mA, as flutuações aleatórias na corrente de fuga se tornam tão grandes que podem ser interpretadas como mudanças súbitas de corrente residual de mais de 30 mA. Nesses casos, o inversor se desconecta automaticamente da rede, como uma medida de segurança.

Caso se utilize um dispositivo externo de corrente residual de 30 mA, o nível de disparo da corrente residual de monitoramento no inversor deve ser ajustado pelos parâmetros para um máximo de 30 mA. Isto assegura que o monitoramento da corrente residual interna do inversor responde a um erro antes do dispositivo externo de corrente residual.

Devido às limitações impostas pelo uso de DRs, é comum que os sistemas fotovoltaicos sejam feitos de forma a permitir a desconexão automática com equipamentos de proteção de sobretensão em casos de correntes de falta c.c., desnecessitando assim o uso do DR.

2.12 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo comentou as principais normas para sistemas fotovoltaicos, dando ênfase no que trata o conversor em sistemas sem transformador em microgeração.

A pesquisa realizada abrangeu diversos pontos e foi importante para certificar que, para o projeto de um conversor, a maioria das especificações das normas podem ser facilmente cumpridas. Contudo, alguns pontos vêm a ser mais críticos, como a corrente de fuga e a DHT de corrente, e são esses os pontos em que serão dados maior ênfase neste trabalho.

Apesar do projeto de um conversor ter como objetivo realizar o condicionamento da corrente e da tensão com alto rendimento, altos valores de corrente de fuga ou de DHT podem inviabilizar a utilização de um conversor em um determinado país. Por isso, nos capítulos seguintes, quando do projeto, simulação e testes dos conversores propostos, será analisado se o conversor atende aos limites propostos nas normas para corrente de fuga e DHT.

O próximo capítulo apresenta os conversores e as técnicas de modulação utilizadas.

3 TÉCNICAS DE PWM PARA CONVERSORES FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS SEM TRANSFORMADORES

Este capítulo trata dos conversores *boost* e VSI, utilizados no projeto, e das técnicas de modulação por largura de pulso clássicas e híbridas para controle dos interruptores.

O conversor *boost* é um conversor c.c.-c.c. elevador de tensão, ou seja, produz um valor médio de tensão na saída que é maior do que o valor médio da tensão na entrada. Isso significa que o menor valor médio da tensão de saída é, teoricamente, igual à tensão de alimentação do conversor.

As principais aplicações do conversor *boost* são em sistemas fotovoltaicos, em fontes de alimentação, em retificadores com elevado fator de potência e no acionamento de motores de corrente contínua com frenagem regenerativa.

O VSI é um conversor cuja fonte c.c. possui característica capacitiva e cuja carga c.a. possui característica indutiva. É um inversor, podendo ser na topologia em ponte completa ou em meia-ponte, utilizado para transformar corrente c.c. em corrente c.a., existindo tanto na configuração monofásica, como também na trifásica. Assim como nos demais conversores estáticos, para o correto funcionamento do VSI, deve-se controlar suas variáveis elétricas, como tensão, corrente e potência.

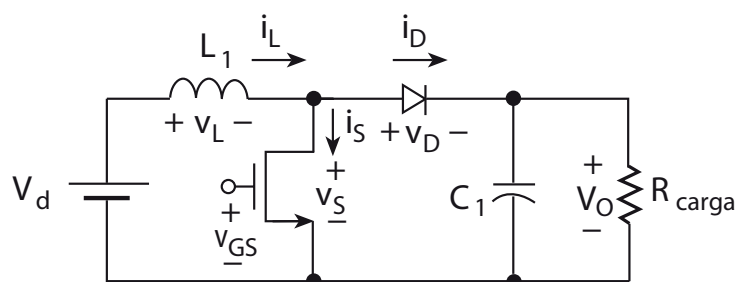
Para que tanto o *boost* como o VSI funcionem corretamente, é necessária a estratégia de modulação adequada. A modulação é utilizada nos conversores para determinar a frequência, a duração e a sequência dos pulsos que comandam os interruptores do conversor. Uma das técnicas mais largamente aplicadas nos conversores é a modulação por largura de pulso (PWM), na qual o controle da largura do pulso determina a duração e o momento em que um determinado interruptor deve ficar aberto ou fechado.

Por outro lado, existem técnicas que controlam tanto a largura de pulso, como a sua amplitude. Essas técnicas, chamadas de modulação híbrida por largura de pulso (HPWM), são utilizadas na finalidade de diminuir as perdas no processamento de energia.

3.1 CONVERSOR BOOST

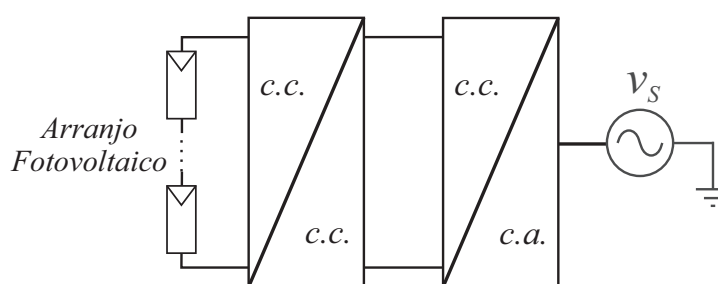
O esquema do conversor *boost* pode ser visto na Figura 11. O circuito é composto por um indutor L , que é colocado em série com a fonte de alimentação, fazendo com que a mesma se comporte como uma fonte de corrente. O *boost* também possui um transistor S , um diodo D_1 , um capacitor C e uma resistência de carga R_L arranjados como mostra a Figura 11.

Uma das principais aplicações do conversor *boost* está relacionada à energia solar. Esses conversores possuem a função de elevar a tensão proveniente da associação de painéis

Figura 11 – Circuito de um conversor *boost*.

Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2008).

Figura 12 – Esquema de um sistema fotovoltaico monofásico.



Fonte: (OLIVEIRA, 2012)

fotovoltaicos. Uma simplificação de um sistema fotovoltaico monofásico pode ser vista na Figura 12.

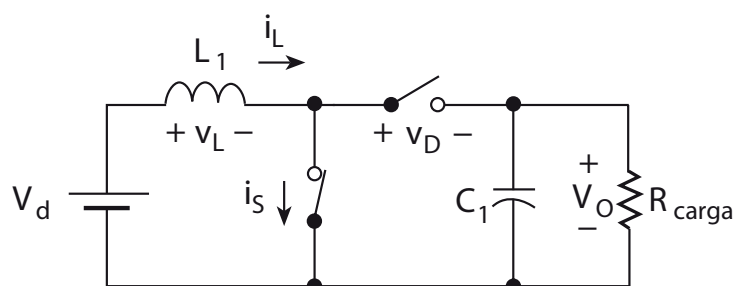
A Figura 12 é um conversor de dois estágios: um estágio de ganho c.c.-c.c. (no qual pode se utilizar um *boost*) e um estágio de inversão (utilizando-se um VSI). O controle do *boost* vem a ser um aspecto muito importante no sistema fotovoltaico para que a energia proveniente do arranjo fotovoltaico seja enviada para o inversor com as desejadas características de tensão e de corrente.

O conversor *boost* apresenta duas etapas de operação no modo de condução contínua (*continuous conduction mode* - CCM). Essas etapas serão descritas na seção seguinte.

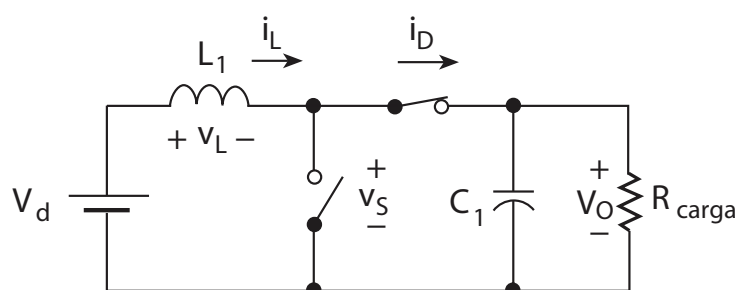
3.1.1 Etapas de operação

Seja a estrutura representada na Figura 11. A primeira etapa de operação acontece em $0 < t \leq D \cdot T$, apresentada na Figura 13, e tem início quando o interruptor S é fechado. O diodo D_1 é polarizado reversamente, isolando o estágio de saída da fonte de alimentação. A corrente do transistor, i_S , é igual à corrente do indutor, i_L , e a corrente do diodo, i_D , é nula. Essa etapa termina quando o interruptor S é aberto.

Nessa etapa de operação, a tensão no indutor, V_L , é igual à tensão de entrada, V_I , e

Figura 13 – Primeira etapa de operação do conversor *boost*.

Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2008).

Figura 14 – Segunda etapa de operação do conversor *boost*.

Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2008).

sua corrente i_L cresce em rampa carregando o indutor até atingir seu ponto máximo em $D \cdot T$ segundos, em que D é a razão cíclica do conversor *boost*, dada por:

$$D = \frac{t_{on}}{T}, \quad (1)$$

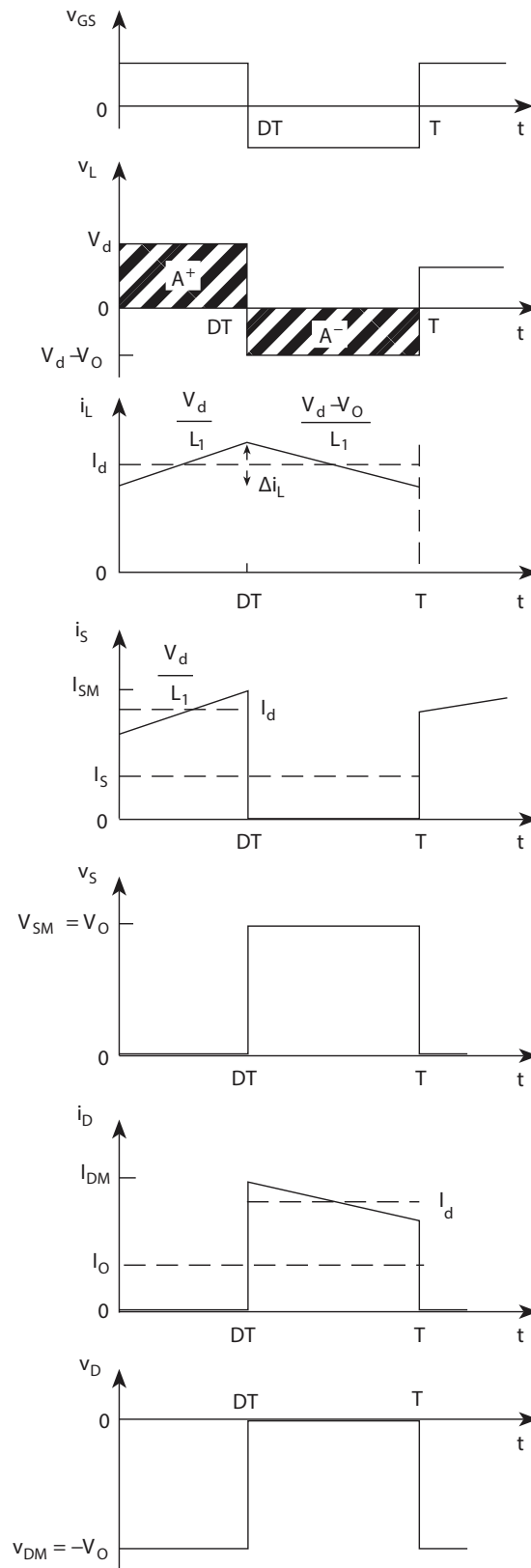
sendo t_{on} o tempo em que o interruptor está em condução e T é o período de comutação.

A segunda etapa de operação, apresentada na Figura 14, se dá quando o interruptor S abre, em $t = D \cdot T$ segundos, e o diodo D_1 entra em condução. Nessa etapa a fonte entrega energia à carga, a corrente $i_S = 0$ e $i_D = i_L$.

As formas de onda das correntes e das tensões do conversor *boost* estão apresentadas na Figura 15.

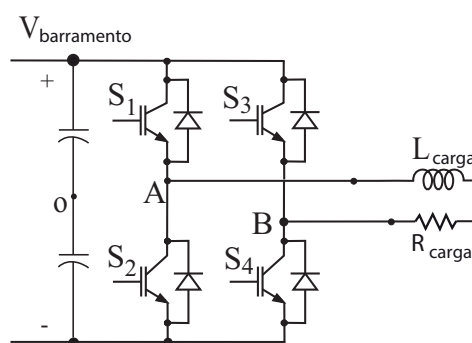
3.2 INVERSOR FONTE DE TENSÃO - VSI

O esquema de um VSI monofásico está na Figura 16. Pode-se observar que seus interruptores não são submetidos a uma inversão de polaridade, pois a sua fonte é c.c.. Entretanto, devido à carga c.a., o fluxo de corrente ocorre nos dois sentidos. Portanto, os interruptores utilizados no VSI devem ser bidirecionais (para conduzir corrente nos dois sentidos) e não reversíveis (para bloquear tensão em apenas um dos sentidos).

Figura 15 – Formas de onda do conversor *boost*.

Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2008).

Figura 16 – Esquema de um VSI monofásico.



Fonte: Próprio autor.

Para que o interruptor possa ser bidirecional, é necessário que possua um diodo em antiparalelo com um transistor. Esse diodo tem a função de conduzir a corrente que flui no sentido emissor-coletor, enquanto que o transistor só pode conduzir a corrente no sentido coletor-emissor. Interruptores do tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), quando utilizados como interruptores bidirecionais, costumam ser fabricados com um diodo em antiparalelo dentro do encapsulamento.

Para as aplicações em baixa potência, o MOSFET costuma ser o interruptor mais adequado por possuir menores perdas de chaveamento do que o IGBT e permitir trabalhar com maiores frequências de chaveamento. Por outro lado, nas aplicações com grande potência, as perdas por condução do MOSFET se tornam elevadas passando a ser mais vantajosa a utilização de um IGBT.

O VSI monofásico pode ser classificado em:

- **VSI em meia ponte (*half-bridge*)** - só possui um braço, que é ligado a um terminal da carga. O outro terminal é conectado diretamente ao ponto central do barramento c.c.;
- **VSI em ponte completa (*full-bridge*)** - possui dois braços, um para cada terminal da carga.

O chaveamento não pode permitir que ocorra o fechamento simultâneo dos interruptores superior e inferior no mesmo braço, pois isso gera um curto-circuito na fonte. Por isso, a topologia em meia-ponte (que só possui dois interruptores) tem apenas dois estados possíveis, que é o interruptor de cima ficar fechado, com o de baixo aberto, ou o interruptor de cima aberto com o de baixo fechado. No primeiro caso, a tensão na saída v_{Ao} será metade da tensão do barramento ($V_{bar}/2$), e no segundo caso será $-V_{bar}/2$.

Já para o VSI em ponte completa, as quatro possibilidades são vistas na Tabela 18, considerando ' S_1 ' e ' S_2 ' os interruptores do primeiro braço e ' S_3 ' e ' S_4 ' os interruptores do segundo braço. Assim como na topologia em meia ponte, somente um dos interruptores do mesmo

braço deve ficar fechado, ou seja, quando S_1 estiver conduzindo S_2 estará obrigatoriamente aberto, e vice-versa.

A vantagem da topologia em ponte completa é o fato dela produzir uma tensão alternada na saída com amplitude igual à tensão do barramento, enquanto que a topologia em meia-ponte só consegue fornecer à carga uma tensão alternada com amplitude igual à metade da tensão do barramento.

Tabela 18 – Tensão gerada nos terminais de um VSI em ponte completa em função do estado dos seus interruptores.

S_1	S_3	v_{Ao}	v_{Bo}	v_{AB}
0	0	$-V_{bar}/2$	$-V_{bar}/2$	0
0	1	$-V_{bar}/2$	$+V_{bar}/2$	$-V_{bar}$
1	0	$+V_{bar}/2$	$-V_{bar}/2$	$+V_{bar}$
1	1	$+V_{bar}/2$	$+V_{bar}/2$	0

Fonte: Próprio autor.

Para evitar que durante a transição entre os estados ocorra o fechamento de dois interruptores no mesmo braço é preferível que antes ocorra a abertura de um dos interruptores para em seguida ocorrer o fechamento do outro interruptor. Esse período transitório entre dois estágios do conversor é chamado de **tempo morto**, pois a carga deixa de receber energia da fonte durante esse período.

3.3 TÉCNICAS CLÁSSICAS DE PWM

O princípio de funcionamento de um conversor está ligado à sua estratégia de modulação. Diversas são as estratégias de modulação propostas, entre as quais se destacam as técnicas de PWM. Essas podem ser classificadas ainda como escalares ou vetoriais.

Nas técnicas escalares do PWM, uma tensão de referência, na frequência em que se pretende gerar a tensão de saída, é comparada com o sinal de uma portadora, que determina a frequência de comutação dos interruptores. O resultado dessa comparação é um sinal alternado, com frequência fixa e largura de pulso variável.

O PWM varia a razão cíclica aplicada aos interruptores em uma alta frequência de comutação com o intuito de suprir uma determinada tensão ou corrente na saída em baixa frequência. Deseja-se criar uma sequência de pulsos que devem possuir o mesmo valor fundamental de uma referência definida. Todavia, no processo de comutação dos interruptores são gerados componentes harmônicos indesejados que devem ser minimizados.

Como pontos positivos dessa estratégia de modulação se destaca a possibilidade de operação em uma alta frequência fixa, deslocando o conteúdo harmônico para frequências bem maiores que a fundamental da tensão de saída (o que facilita o trabalho de filtrar os harmônicos).

No PWM clássico, a largura do pulso do sinal dos interruptores é determinado pela comparação de uma tensão de referência senoidal com uma portadora (BACON; CAMPANHOL; SILVA, 2011). Essa técnica também é conhecida como *Carrier-Based PWM* (CBPWM) (DORDEVIC; JONES; LEVI, 2013).

Quando o sinal de controle, $v_{control}$, é maior do que o sinal da portadora, v_{tri} , o interruptor superior está fechado, e o inferior aberto. Já quando $v_{control}$ é menor do que v_{tri} , o interruptor superior está aberto, e o inferior fechado.

O PWM pode ser caracterizado por dois parâmetros: o índice de modulação em frequência (m_f) e o índice de modulação em amplitude (m_a). O índice de modulação em frequência é o quociente entre a frequência da portadora (f_s) e a frequência fundamental do sinal de referência (f_1):

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2)$$

O índice de modulação em frequência tem influência na formação dos harmônicos. É preferível trabalhar com altos valores de m_f para evitar harmônicos em baixa frequência. Contudo, um alto valor de m_f implica em grandes perdas por chaveamento. Para aplicações em eletrônica de potência, f_s costuma ser na ordem de 10 kHz a 100 kHz.

O índice de modulação em amplitude é a relação entre a amplitude da tensão da referência, $\widehat{V}_{control}$, e a amplitude da portadora triangular, \widehat{V}_{tri} :

$$m_a = \frac{\widehat{V}_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \quad (3)$$

Com isso, pode-se definir a tensão de saída em função do índice de modulação, como:

$$v_{Ao} = \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (4)$$

$$\widehat{V}_{Ao} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (5)$$

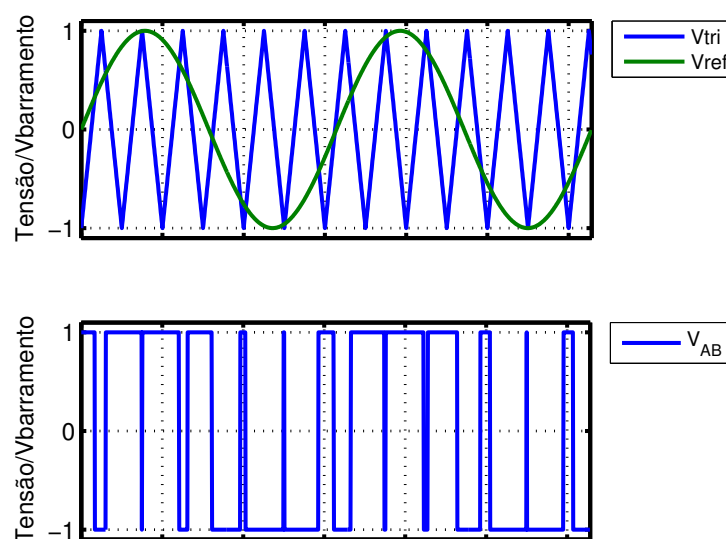
Para topologia em ponte completa, a tensão de saída é v_{AB} , cuja amplitude é o dobro de \widehat{V}_{Ao} (amplitude de v_{Ao}), e o o sinal da portadora tem amplitude igual a V_d .

3.3.1 PWM Bipolar

Uma das estratégias de modulação aplicada ao VSI monofásico é a modulação PWM de dois níveis, ou PWM Bipolar. Nessa modulação, o sinal de referência é senoidal.

O sinal da portadora, o qual define a frequência de comutação dos interruptores e o padrão de pulsos de comando, pode ser um sinal dente-de-serra ou um sinal triangular. É mais comum a utilização de um sinal de portadora triangular para que a entrada em condução e o bloqueio

Figura 17 – PWM Bipolar. Comparação da tensão de referência com a portadora triangular (acima) e tensão gerada nos terminais de saída (abaixo). Valores da tensão em proporção à tensão do barramento.



Fonte: Próprio autor.

sejam controlados pela moduladora e os pulsos sejam gerados de uma forma aproximadamente simétrica em relação ao pico da portadora.

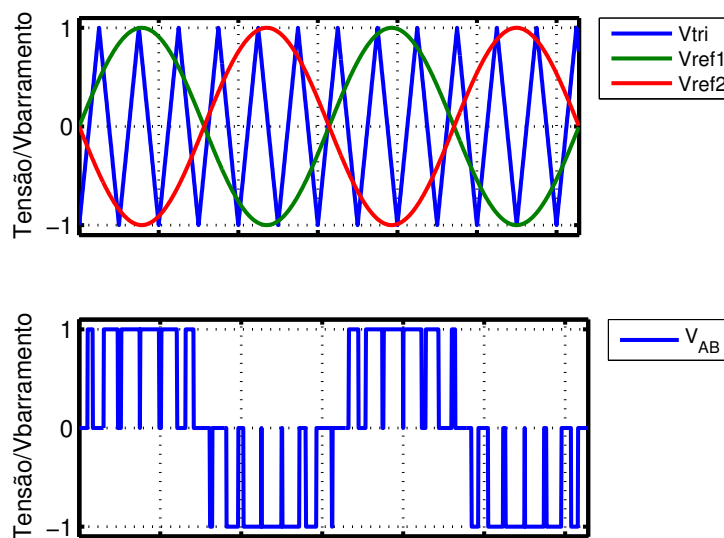
Nessa estratégia de modulação, a tensão de referência é comparada com o sinal da portadora. A largura do pulso gerado (sinal do PWM) varia de acordo com o valor instantâneo da tensão de referência. A modulação de dois níveis pode ser vista na Figura 17.

3.3.2 PWM Unipolar

No PWM de três níveis, ou PWM Unipolar, é gerada uma tensão de referência para controlar cada um dos braços do inversor. A tensão de referência do primeiro braço é comparada com o sinal da portadora na frequência de comutação, de modo a obter os pulsos de comando para os interruptores do seu braço. Já os pulsos de comando para o outro braço são obtidos através da comparação do sinal de referência, defasado em 180° do outro sinal de referência, com a portadora triangular. Observa-se, desse modo, que a tensão entre os braços do inversor apresenta três valores possíveis: $+V_d$, 0 e $-V_d$. Nesse tipo de modulação, durante o semiciclo positivo a tensão de saída alterna entre $+V_d$ e 0, enquanto que no semiciclo negativo alterna entre 0 e $-V_d$, como pode ser visualizado na Figura 18.

A diferença entre as duas técnicas clássicas de PWM apresentadas é que no PWM Bipolar há apenas um sinal de controle e, por isso, a comutação dos interruptores diagonalmente opostos (S_1 com S_4 e S_2 com S_3) será simultânea. Já no PWM Unipolar há dois sinais de controle

Figura 18 – PWM Unipolar. Comparação das tensões de referência com a portadora triangular (acima) e tensão gerada nos terminais de saída (abaixo). Valores da tensão em proporção à tensão do barramento.



Fonte: Próprio autor.

defasados em 180° , sendo cada um deles responsável pelo controle de apenas um dos braços (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

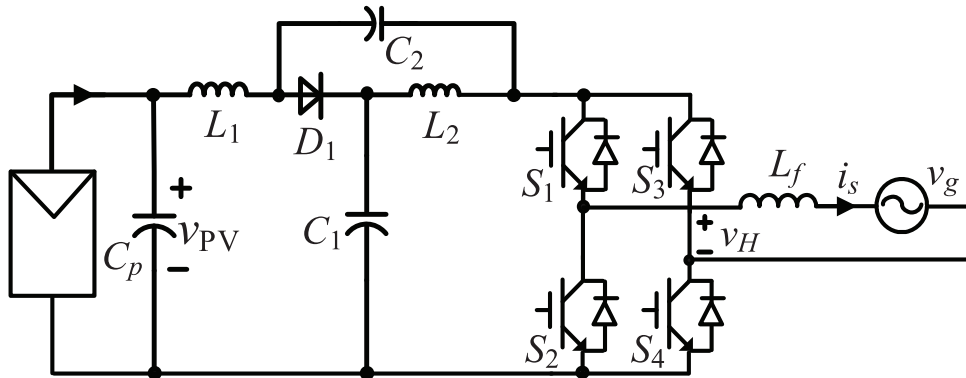
Uma observação é que o fato do PWM Unipolar apresentar chaveamentos defasados em 180° nos braços faz com que a tensão na saída, v_{AB} ($v_{AB} = v_{Ao} - v_{Bo}$), apresente o dobro da frequência. Isso será uma vantagem, pois o fato de v_{Ao} e v_{Bo} estarem em oposição de fase irá eliminar os harmônicos em torno de m_f e de seus múltiplos ímpares, como $3m_f$ e $5m_f$ (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

3.4 MODULAÇÃO HÍBRIDA POR LARGURA DE PULSO - HPWM

Na busca de melhorar a eficiência do processamento de energia diminuindo as perdas energéticas, é comum a proposta de novas técnicas de modulação. Liu *et al* (LIU et al., 2016) propõe uma técnica de modulação que atua, ao mesmo tempo, no estágio do ganho e no estágio de inversão de um conversor fotovoltaico. No caso, o conversor utilizado é monofásico do tipo Fonte Quasi-Z (*Quasi-Z-Source* - qZSI), conforme Figura 19.

Os conversores Fonte Quasi-Z, assim como o *boost* + VSI, possui um estágio de ganho e um estágio de inversão. Liu *et al* percebeu que, se o módulo da tensão instantânea na carga é menor do que a tensão gerada nos painéis fotovoltaicos, não é necessária a atuação do estágio de ganho. Com isso, a tensão dos painéis é "repassada" para o barramento do estágio de inversão, que, trabalhando com o índice de modulação em amplitude variável, entrega a tensão alternada

Figura 19 – Conversor fotovoltaico monofásico baseado em qZSI.



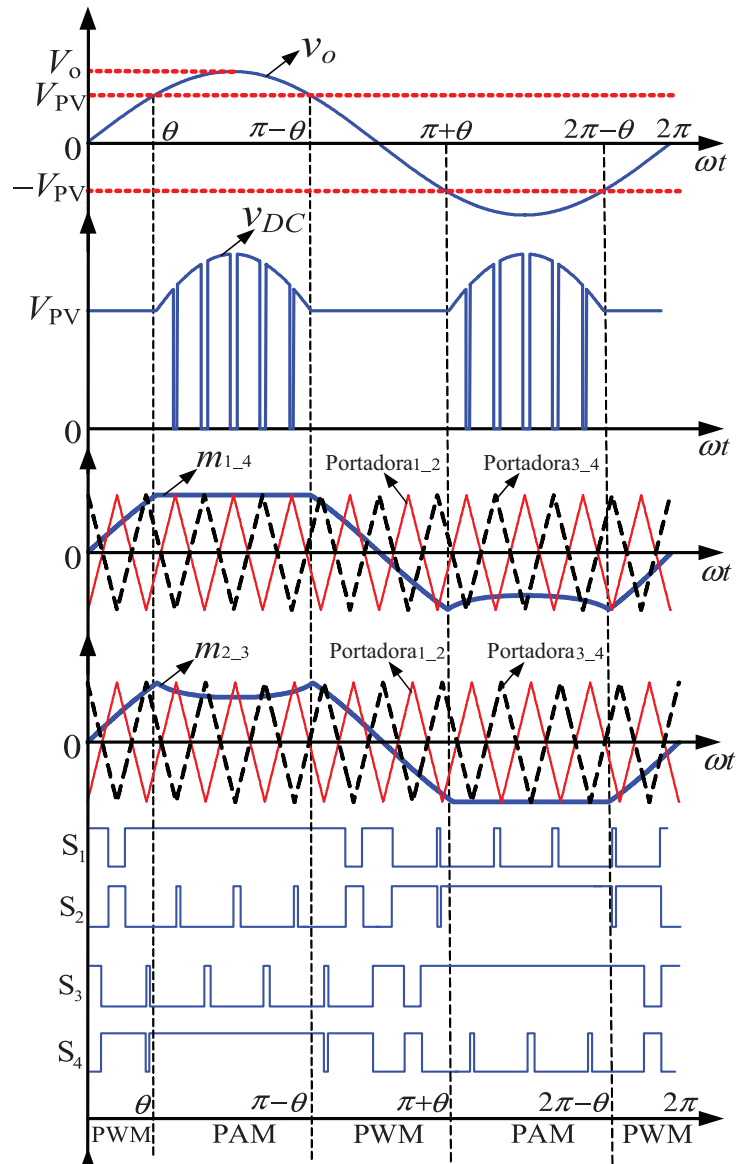
Fonte: (LIU et al., 2016).

na carga (atuando por técnicas de PWM). Por outro lado, quando o módulo da tensão na carga é maior do que a tensão nos painéis, não é necessário o estágio de inversão atuar. O estágio de ganho atua para que a tensão no barramento do estágio de inversão seja igual ao módulo da tensão pretendida na carga. Os interruptores do estágio de inversão ficam fixos, de forma a entregar a tensão no barramento para a carga. O estágio de ganho atua segundo técnicas de modulação da amplitude do pulso (*pulse amplitude modulation - PAM*). A Figura 20 mostra as formas de onda envolvidas.

Na Figura 20, pode-se perceber a presença de 4 estados de modulação:

- **PAM1** - Entre os ângulos θ e $\pi - \theta$. Nesse estado, a tensão na carga é superior à tensão nos painéis. Com isso, o estágio de ganho atua para elevar a tensão no barramento que alimenta o estágio de inversão (tensão no capacitor C_1) para o valor pretendido na carga. O estágio de inversão deixar de chavear, permanecendo os interruptores S_1 e S_4 em nível lógico alto (1), e os interruptores S_2 e S_3 em nível lógico baixo (0), comutando em alguns momentos para compensar os instantes em que a tensão no barramento é nula.
- **PWM1** - Entre os ângulos $\pi - \theta$ e $\pi + \theta$. Nesse estado, a tensão nos painéis é superior ao módulo da tensão na carga. Com isso, não há necessidade para o estágio de ganho atuar, permanecendo a tensão no barramento que alimenta o estágio de inversão (capacitor C_1) com valor igual à tensão nos painéis. O estágio de inversão chaveia com índice de modulação em amplitude variável na frequência de comutação para gerar a tensão alternada na carga.
- **PAM2** - Entre os ângulos $\pi + \theta$ e $2 \cdot \pi - \theta$. Semelhantemente ao estado PAM1, nesse estado o módulo da tensão na carga é superior à tensão nos painéis. Com isso, o estágio de ganho atua para elevar a tensão no barramento que alimenta o estágio de inversão (capacitor C_1). O estágio de inversão deixa de chavear. Contudo, como a tensão na carga está no ciclo negativo, dessa vez serão os interruptores S_2 e S_3 em nível lógico alto (1), e

Figura 20 – HPWM proposto para o conversor qZSI.



Fonte: (LIU et al., 2016).

os interruptores S_1 e S_4 em nível lógico baixo (0), comutando em alguns momentos para compensar os instantes em que a tensão no barramento é nula.

- **PWM2** - Entre os ângulos $2 \cdot \pi - \theta$ e θ . Semelhantemente ao estado PWM1, nesse estado o módulo da tensão nos painéis é superior à tensão na carga. Com isso, o estágio de ganho não atua, permanecendo a tensão no barramento que alimenta o estágio de inversão (tensão no capacitor C_1) com valor igual à tensão nos painéis. O estágio de inversão chaveia com índice de modulação em amplitude variável na frequência de comutação para gerar a tensão alternada na carga.

Pelo fato dessa técnica atuar ora na largura do pulso (PWM) ora na amplitude (PAM), essa

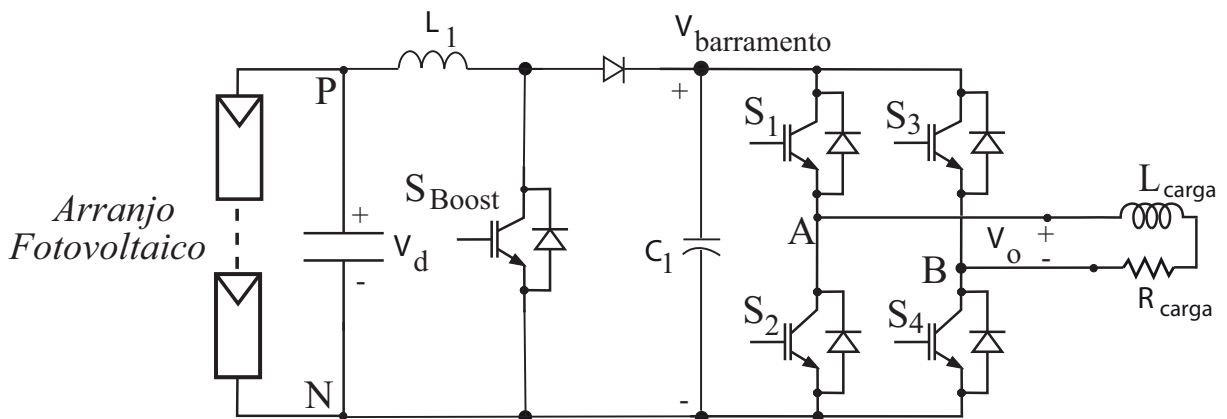
é uma técnica híbrida de PWM, também chamada de HPWM (*Hybrid Pulse-Width Modulation*). É esperado do HPWM a redução dos esforços de tensão e das perdas por bloqueio nos interruptores do estágio de inversão, e a redução do número de comutações no conversor, pois parte do tempo atua apenas o estágio de inversão, e parte do tempo atua o estágio de ganho.

Utilizando-se da mesma ideia apresentada por (LIU et al., 2016), é possível aplicar uma técnica de HPWM para o conversor *boost* + VSI fotovoltaico da Figura 21. Para isso, é efetuada a leitura da tensão de saída. Se o módulo da tensão instantânea na carga é menor do que a tensão gerada nos painéis fotovoltaicos, não é necessária a atuação do *boost*. Com isso, a tensão dos painéis é "repassada" para o barramento do VSI, que, trabalhando com o índice de modulação em amplitude variável, entrega a tensão alternada na carga. Por outro lado, quando o módulo da tensão na carga é maior do que a tensão nos painéis, não é necessário o VSI atuar. O *boost* atua para que a tensão no barramento do VSI seja igual ao módulo da tensão pretendida na carga. Os interruptores do VSI ficam fixos, de forma a entregar a tensão no barramento para a carga. O *boost* atua segundo técnicas de modulação da amplitude do pulso (*pulse amplitude modulation - PAM*). A Figura 20 mostra as formas de onda envolvidas. A Figura 22 mostra as formas de onda envolvidas ao aplicar o HPWM num conversor *boost* + VSI.

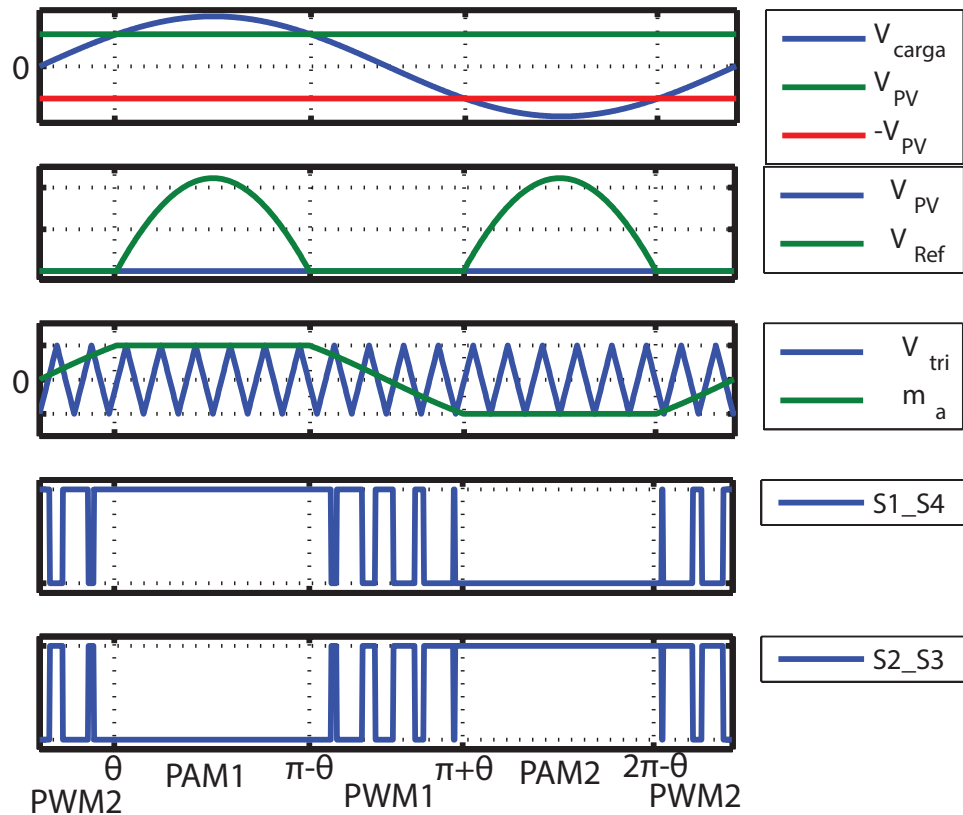
Na Figura 22, pode-se perceber a presença de 4 estados de modulação:

- **PAM1** - Entre os ângulos θ e $\pi - \theta$. Nesse estado, a tensão na carga é superior à tensão nos painéis. Com isso, o *boost* atua para elevar a tensão no barramento que alimenta o VSI. Como a tensão na carga está no ciclo positivo, o VSI deixar de chavear, permanecendo os interruptores S_1 e S_4 em nível lógico alto (1), e os interruptores S_2 e S_3 em nível lógico baixo (0).
- **PWM1** - Entre os ângulos $\pi - \theta$ e $\pi + \theta$. Nesse estado, o módulo da tensão nos painéis é

Figura 21 – Esquema do conversor projetado.



Fonte: Próprio autor.

Figura 22 – Aplicação do HPWM a um conversor *boost* + VSI.

Fonte: Próprio autor.

superior à tensão na carga. Com isso, não há necessidade para o *boost* atuar, permanecendo o seu interruptor com razão cíclica nula, e a tensão no barramento do VSI com valor igual à tensão nos painéis. O VSI chaveia, com índice de modulação em amplitude variável, na frequência de comutação para gerar a tensão alternada na carga.

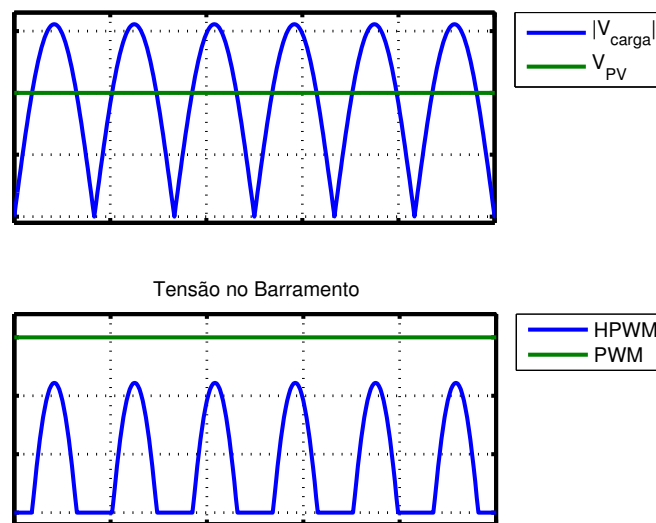
- **PAM2** - Entre os ângulos $\pi + \theta$ e $2 \cdot \pi - \theta$. Semelhantemente ao estado PAM1, nesse estado o módulo da tensão na carga é superior à tensão nos painéis. Com isso, o *boost* atua para elevar a tensão no barramento que alimenta o VSI. O VSI deixar de chavear. Contudo, como a tensão na carga está no ciclo negativo, é necessário inverter a polaridade da tensão. Por isso, dessa vez serão os interruptores S_2 e S_3 em nível lógico alto (1), e os interruptores S_1 e S_4 em nível lógico baixo (0).
- **PWM2** - Entre os ângulos $2 \cdot \pi - \theta$ e θ . Semelhantemente ao estado PWM1, nesse estado o módulo da tensão nos painéis é superior à tensão na carga. Com isso, não há necessidade para o *boost* atuar, permanecendo o seu interruptor com razão cíclica nula, e a tensão no barramento do VSI com valor igual à tensão nos painéis. O VSI chaveia, com índice

de modulação em amplitude variável, na frequência de comutação para gerar a tensão alternada na carga.

Pode-se observar que, diferentemente da técnica proposta por Liu *et al* (LIU et al., 2016), cujo PWM funciona baseado no PWM Unipolar (com duas portadoras triangulares), a técnica proposta é baseada no PWM Bipolar, com apenas um sinal de referência para controlar os quatro interruptores do VSI. A técnica proposta poderia ser feita também para que o VSI atue com o PWM Unipolar. Contudo, como um dos objetivos do trabalho é que o conversor atenda às limitações de corrente de fuga, foi escolhido fazer a comparação entre o PWM Bipolar (como representante das técnicas clássicas), que possui menor tensão de modo comum, e o HPWM proposto baseado no PWM Bipolar.

Espera-se que o HPWM aplicado ao conversor *boost* + VSI reduza os esforços de tensão e as perdas por bloqueio nos interruptores do VSI, e a redução do número de comutações nos interruptores do conversor. A Figura 23 mostra uma comparação da tensão no barramento para as técnicas clássicas de PWM e para o HPWM.

Figura 23 – Tensão no barramento para o PWM clássico e para o HPWM.



Fonte: Próprio autor.

3.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo explanou sobre os conversores *boost* e VSI, e as técnicas de modulação por largura de pulso clássicas e híbrida.

Para a topologia escolhida, existe uma expectativa de melhoria de rendimento quando se aplica o HPWM em comparação ao PWM clássico, pois a técnica híbrida promete reduzir os esforços de tensão e as perdas por bloqueio nos interruptores do VSI, e a redução do número de comutações em todos os interruptores do conversor.

Contudo, para que possa ser feita a comparação, é necessário o devido funcionamento do controle do circuito, assim como o projeto dos componentes do conversor.

A partir da teoria apresentada, é realizado o projeto de um sistema fotovoltaico, cujo conversor será do tipo *boost* + VSI, e funcionará tanto com o PWM clássico, como com o HPWM. O projeto do conversor será o tema do próximo capítulo.

4 PROJETO DO CONVERSOR

Este capítulo apresenta o projeto de um conversor para um sistema fotovoltaico monofásico sem transformador conectado à rede.

Foi escolhida como topologia do projeto um conversor *boost* conectado em série com um VSI em ponte completa. Nessa topologia, o *boost* garante um estágio de ganho para que a tensão na entrada do VSI esteja conforme o valor especificado. A escolha dessa topologia deveu-se pela simplicidade, visto que o *boost* e o VSI são topologias simples e bastante estudadas, pelo fato do VSI em ponte completa produzir uma tensão alternada na saída com amplitude igual à tensão do barramento, por apresentar maior rendimento do que outras topologias conhecidas (como Fonte-Z ou Fonte Quasi-Z) e por essa topologia ser a mais comum comercialmente.

O conversor é modelado considerando sua tensão de entrada como se fosse gerada por 10 painéis solares de 20 V e 200 W cada, dando um total de 200 V de tensão de entrada e 2 kW de potência máxima suportada. Como a carga é conectada na rede elétrica (220 V e 60 Hz), foi considerado um fator de deslocamento de carga igual a 0,9 e sua potência aparente de 2 kVA (o máximo suportado pela fonte).

No desenvolver do projeto, percebeu-se que o conversor tem exigências distintas de especificações para operar com o PWM clássico e com o HPWM, sendo necessário um projeto de conversor para cada uma das técnicas. Para se fazer uma comparação entre as duas técnicas de modulação, optou-se por preservar o máximo de componentes no conversor para operar em ambas as técnicas, tendo apenas que substituir alguns capacitores quando mudando a técnica de modulação utilizada.

4.1 PROJETO DO CONVERSOR PARA O PWM CLÁSSICO

As especificações do projeto do conversor para o PWM clássico estão na Tabela 19.

Os valores da tensão na carga foram escolhidos para modelar a conexão dos painéis solares na rede. A tensão no barramento é projetada para ser, mesmo com as perdas, superior ao pico da fundamental da tensão na carga (311 V), sendo o índice de modulação em amplitude o fator de correção entre a tensão do barramento e a tensão na carga.

Inicialmente, a frequência de chaveamento seria em torno de 9 kHz. Contudo, devido às dificuldades encontradas no projeto de controle do HPWM, decidiu-se elevar o seu valor para que fosse alto o suficiente para que o controle de tensão, cuja frequência de cruzamento em 0 dB é uma década abaixo do controle de corrente, ainda consiga ter uma banda de passagem alta. Essa é uma exigência do HPWM, visto que a tensão no barramento é pulsada, e o controle de tensão precisa ser rápido o suficiente para conseguir acompanhar a referência de tensão pulsada.

Tabela 19 – Especificações do projeto do conversor para funcionar com o PWM clássico.

Grandeza	Valor
Potência aparente da carga (S)	2 kVA
Potência média da carga (P)	1,8 kW
Fonte de tensão c.c. do <i>boost</i> (V_d)	200 V
Tensão na carga (V_o)	220 V (eficaz)
Tensão no barramento de entrada do VSI (V_{bar})	350 V
Frequência de chaveamento do conversor (f_s)	90 kHz
Frequência da rede - saída do VSI - (f_{rede})	60 Hz
Ondulação de tensão do capacitor em baixa frequência (ΔV_c)	17%
Ondulação de corrente no indutor (ΔI_L)	25%
Índice de modulação em amplitude do VSI (m_a)	0,89

Fonte: Próprio autor.

Apesar de ser interessante que a ondulação de tensão na carga seja pequena, o projeto admite ondulação de 17%, pois a carga ondula em baixa frequência. Um rigor muito grande nesse ponto acarretaria num valor de capacitor ainda maior do que o utilizado. Por outro lado, esse capacitor apresentará baixíssima ondulação de tensão em alta frequência.

Já o valor da ondulação de corrente no indutor foi escolhido por ser uma boa prática dos projetistas em considerar que uma ondulação de 25% é segura o bastante para evitar que o indutor opere no modo de condução descontínua, o que dificultaria muito o projeto do controle.

Como a carga utilizada para simular a conexão com a rede elétrica é do tipo RL (resistência e indutância em série), para a potência e a tensão especificadas:

$$|Z| = \frac{\left(\frac{V_{bar}}{\sqrt{2}} \cdot m_a\right)^2}{S} = 24,2\Omega \quad (1)$$

$$R_{carga} = |Z| \cdot \cos \phi = 21,78\Omega \quad (2)$$

$$L_{carga} = \frac{|Z| \cdot \sin \phi}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede}} = 28mH \quad (3)$$

$$R_{virtual} = \frac{V_{bar}^2}{P} = 68,06\Omega, \quad (4)$$

sendo $|Z|$ o módulo da impedância da carga, R_{carga} a resistência, L_{carga} a indutância e $R_{virtual}$ a resistência que o barramento "enxerga". O projeto é concebido, inicialmente, substituindo o VSI por uma resistência com valor igual a $R_{virtual}$. Então, o controle é projetado para uma tensão de saída c.c. com valor médio igual ao do projeto. Em seguida, coloca-se novamente o VSI no lugar de $R_{virtual}$, e a tensão de saída irá ondular conforme o projeto.

Utilizando o procedimento do projeto de um *boost*, descrito por Kazimierczuk (KAZIMIERCZUK, 2008), calcula-se a razão cíclica do interruptor (D), a corrente na saída

(I_{o_boost}) e a corrente no indutor (I_L):

$$D = \frac{V_{bar} - V_d}{V_{bar}} = 0,43 \quad (5)$$

$$I_{o_boost} = \frac{P}{V_{bar}} = 5,14A \quad (6)$$

$$I_L = \frac{I_o}{1-D} = 9,0A \quad (7)$$

Os valores do indutor e do capacitor do *boost* são:

$$L_{min} = \frac{R_{virtual} \cdot D \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f_s} = 52,9\mu H \quad (8)$$

$$L_1 = \frac{V_d \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L \cdot I_L} = 423\mu H \quad (9)$$

$$C_1 = \frac{P}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \Delta V_c \cdot (V_{bar} \cdot m_a)^2} = 290\mu F, \quad (10)$$

sendo L_{min} a indutância mínima para o *boost* operar no modo de condução contínua, L_1 o valor da indutância para a ondulação desejada e C_1 o valor da capacitância utilizada devido às ondulações em baixa frequência (120 Hz). Foi escolhido trabalhar com uma indutância de $450\mu H$.

O cálculo do capacitor C_1 difere do procedimento descrito por Kazimierczuk para o projeto de um *boost*, pois o projeto originalmente é de um *boost* conectado a uma carga puramente resistiva e o barramento da carga ondula apenas em alta frequência. Contudo, o projeto foi concebido de tal forma que o barramento é conectado a um inversor conectado a uma carga RL, que terá ondulação na frequência da rede. Por isso, o cálculo do capacitor C_1 foi segundo à equação descrita por Souza (SOUZA, 1998), que trata do projeto do capacitor para ondulação em baixa frequência. Com isso, a ondulação do capacitor em alta frequência será muito pequena, não sendo relevante para o projeto.

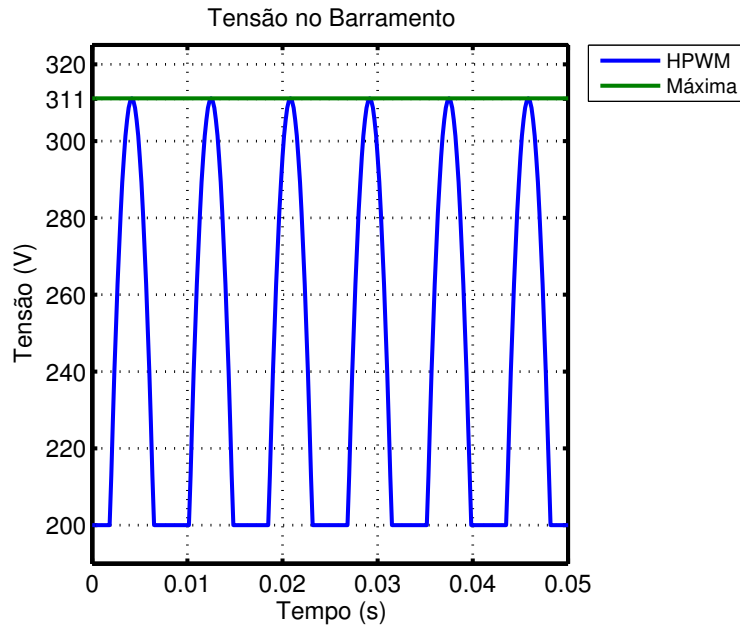
4.2 PROJETO DO CONVERSOR COM MODULAÇÃO HÍBRIDA

Para funcionar com o HPWM, o projeto do conversor recebe algumas adaptações. A referência de tensão (que no PWM clássico é constante em 350 V) é substituída por uma referência pulsada, conforme a Figura 24. Também é implementado um circuito lógico para o controle dos interruptores do *boost* e do VSI, de forma que não atuem ao mesmo tempo. As especificações do projeto do conversor estão na Tabela 20.

Utilizando a mesma metodologia do cálculo dos componentes utilizada para o PWM clássico, encontra-se: $|Z| = 24,2\Omega$, $R_{carga} = 21,78\Omega$, $L_{carga} = 28mH$ e $R_{virtual} = 53,78\Omega$.

A razão cíclica do interruptor do *boost* (D), a corrente na saída do *boost* (I_{o_boost}) e a corrente no indutor (I_L) são, respectivamente, $D = 0,35$, $I_{o_boost} = 5,79A$ e $I_L = 9,0A$.

Figura 24 – Referência de tensão para o HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 20 – Especificações do projeto do conversor para funcionar com o HPWM.

Grandeza	Valor
Potência aparente da carga (S)	2 kVA
Potência média da carga (P)	1,8 kW
Fonte de tensão c.c. do <i>boost</i> (V_d)	200 V
Tensão na carga (V_o)	220 V (eficaz)
Tensão no barramento de entrada do <i>boost</i> (V_{bar})	311,1 V
Frequência de chaveamento do conversor (f_s)	90 kHz
Frequência da rede - saída do VSI - (f_{rede})	60 Hz
Ondulação de tensão no capacitor em alta frequência (ΔV_c)	2%
Ondulação de corrente no indutor (ΔI_L)	25%
Índice de modulação em amplitude do VSI (m_a)	1,0

Fonte: Próprio autor.

Os valores do indutor e do capacitor do *boost* são:

$$L_{min} = \frac{R_{virtual} \cdot D \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot f_s} = 44,1 \mu H \quad (11)$$

$$L_1 = \frac{V_d \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L \cdot I_L} = 353 \mu H \quad (12)$$

$$C_{min} = \frac{D}{f_s \cdot R_{virtual} \cdot \Delta V_c} = 3,7 \mu F \quad (13)$$

$$C_1 = \frac{20 \cdot D}{f_s \cdot R_{virtual} \cdot \Delta V_c} = 74 \mu F, \quad (14)$$

sendo L_{min} a indutância mínima para o *boost* operar no modo CCM, L_1 o valor da indutância para a ondulação desejada, C_{min} a capacitância mínima para o *boost* operar no modo CCM e C_1 o valor da capacitância utilizada. Foi escolhido trabalhar com uma indutância de $450 \mu H$ (a mesma do conversor para o PWM clássico) e uma capacitância C_1 20 vezes maior do que a capacitância mínima para que a ressonância do conversor atendesse às especificações do HPWM.

O projeto do capacitor do barramento para o conversor funcionar com HPWM difere do projeto para o conversor com o PWM clássico, porque no HPWM o barramento precisa ondular em alta frequência para conseguir reproduzir o formato de onda da referência de tensão pulsada. Então, o procedimento descrito por Kazimierczuk estabelece o cálculo do valor mínimo de capacitância (C_{min}) para que o conversor opere no modo de condução contínua. Por outro lado, como o capacitor deve ser capaz de suportar as ondulações de tensão referente aos ciclos de carga e descarga, foram simulados diversos valores de capacitância para que fosse possível o funcionamento do controle de tensão (que será comentado no capítulo 5). O valor escolhido de C_1 foi aquele que reproduziu melhor em simulação o formato da Figura 24.

Assim como no projeto do conversor para o PWM clássico, o conversor é inicialmente projetado em c.c. com o VSI substituído por um resistência de valor igual a $R_{virtual}$. Somente com os controladores definidos é que o VSI é testado e, assim, utiliza-se a modulação híbrida (HPWM).

4.3 CAPACITOR DE ENTRADA

Para a montagem, é necessário o acoplamento de um capacitor na entrada para evitar que as ondulações na corrente de entrada retornem para a fonte. Para definição do valor do capacitor de entrada, utilizou-se a equação da corrente no capacitor:

$$i_C = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (15)$$

Considerou-se o pior caso, que seria fixar a máxima variação de tensão permitida no capacitor de entrada para a maior ondulação de corrente no indutor obtida nas simulações.

Para a modulação com PWM clássico, admitiu-se uma tolerância de 1 V no capacitor de entrada (0,5% da tensão de entrada) para cada ciclo do PWM e a ondulação máxima de corrente igual a $I_L \cdot \Delta I_L / 2$. Com isso, o capacitor de entrada é igual a:

$$C_{entrada} = \frac{\frac{I_L \cdot \Delta I_L}{2}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 1V} = 2 \mu F \quad (16)$$

Já para o HPWM, pelo fato da corrente do seu indutor ondular em baixa frequência, decidiu-se ser mais tolerante com a tensão admitida, visto que ser muito exigente nesse aspecto

acarretaria em um valor ainda maior de capacitância. A tolerância de tensão foi de 4 V (2%), e a ondulação máxima de corrente obtida nas simulações foi de 19,3 A. Com isso, o capacitor de entrada é igual a:

$$C_{entrada} = \frac{19,3}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot 4V} = 6,4mF \quad (17)$$

Percebe-se que o capacitor de entrada do HPWM é cerca de 3 mil vezes maior que o capacitor do PWM clássico.

4.4 COMPONENTES UTILIZADOS

A Tabela 21 apresenta os valores máximos exigidos pelos componentes nas simulações. A partir disso, foram escolhidos componentes que atendessem a tais especificações. A Tabela 22 apresenta a listagem dos componentes utilizados.

Tabela 21 – Valores máximos de corrente e de tensão obtidos em simulação.

Componente	Grandeza		PWM Clássico	HPWM	Pior caso
Indutor	Corrente	Pico	10,3 A	19,3 A	19,3 A
		Eficaz	9,2 A	11,4 A	11,4 A
Interruptor do <i>boost</i>	Tensão	Pico	376,4 V	311,4 V	376,4 V
	Corrente	Pico	10,3 A	19,3 A	19,3 A
		Eficaz	6,0 A	5,9 A	6,0 A
Diodo do <i>boost</i>	Tensão	Pico	376,4 V	311,4 V	376,4 V
	Corrente	Pico	10,3 A	19,3 A	19,3 A
		Eficaz	7,0 A	9,8 A	9,8 A
Barramento	Tensão	Pico	376,4 V	311,4 V	376,4 V
Interruptor do VSI	Tensão	Pico	376,4 V	311,4 V	376,4 V
	Corrente	Pico	13,0 A	12,9 A	13,0 A
		Eficaz	6,5 A	6,4 A	6,5 A

Fonte: Próprio autor.

4.5 PROJETO DO INDUTOR

Para o projeto do indutor, foram utilizadas as especificações do HPWM, visto que essa técnica é a mais crítica para a corrente do indutor, e seguido o procedimento descrito por Barbi, Fonte e Alves (BARBI; FONTE; ALVES, 2002).

Para o dimensionamento físico do indutor, deve-se inicialmente calcular o núcleo a ser utilizado. Para isso, é necessário que se arbitre os valores de densidade de corrente (J_{max}), fluxo magnético (B_{max}) e fator de utilização (k_{ew}). Utilizando valores comuns de projetos de indutores, como os de Remes (REMES, 2016), $J_{max} = 450A/cm^2$, $B_{max} = 0,3T$ e $k_{ew} = 0,5$. Com isso, a

Tabela 22 – Componentes utilizados na montagem experimental.

Componente	Especificação	Utilizado
Capacitor (PWM clássico)	290 μF	1x 220 μF / 400 V e 2x 47 μF /400 V
	376,4 V (pico)	
Capacitor (HPWM)	74 μF	2x 47 μF / 400 V
	311,4 V (pico)	
Diodo do <i>boost</i>	376,4 V (pico)	2x HFA30PB120
	19,3 A (pico)	
	9,8 A (eficaz)	
Interruptor do <i>boost</i>	376,4 V (pico)	1x IRGP50B60PD1PbF
	19,3 A (pico)	
	6,0 A (eficaz)	
Interruptor do VSI	376,4 V (pico)	4x IRGP50B60PD1PbF
	13,0 A (pico)	
	6,5 A (eficaz)	
Capacitores de entrada	2 μF (PWM clássico)	1x 4,7 μF / 400 V
	6,4 mF (HPWM)	2x 4,7 mF / 450 V
	200 V (pico)	—

Fonte: Próprio autor.

área mínima necessária é calculada:

$$AeAw = \frac{L \cdot i_{L_RMS}^2}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_{ew}} = 8,664 cm^4 \quad (18)$$

Devido à disponibilidade de núcleo com carretel que tivesse área maior que $AeAw$, é utilizado um núcleo de ferrite EE-65/39, que possui $AeAw = 29,703 cm^4$. O número de voltas de espiras no núcleo é dado pela expressão:

$$N_{voltas} = \frac{L \cdot i_{L_RMS}}{B_{max} \cdot Ae} = 22, \quad (19)$$

sendo Ae uma das dimensões do núcleo dada pelo *datasheet*. Para essa quantidade de espiras, é necessário um *gap* no núcleo de 0,5 mm em cada perna.

Para determinar a espessura mínima do fio (esp_{fio}), utiliza-se a seguinte expressão:

$$esp_{fio} = \frac{i_{L_RMS}}{J_{max}} = 0,025 cm^2 \quad (20)$$

Para suportar a corrente foram utilizados em paralelo 2 fios do tipo 16 AWG ($esp_{fio} = 0,0131 cm^2$).

As perdas no cobre são calculadas pela seguinte expressão:

$$P_{Cu} = \frac{1,829 \cdot R_{16AWG} \cdot lm \cdot i_{L_RMS}^2}{N_{fios}} = 6,8 W, \quad (21)$$

sendo 1,829 o fator de correção devido ao efeito pelicular (*skin effect*), R_{16AWG} a resistência térmica do fio e lm o comprimento médio da espira (por volta).

As perdas no núcleo são calculadas de acordo com o gráfico fornecido pelo fabricante. Para a frequência de chaveamento do conversor (90 kHz), as perdas no núcleo são de 1,5 W.

Foram realizados ensaios com uma ponte RLC para verificar os parâmetros do indutor. O indutor apresentou a 100 kHz (próximo à frequência de comutação do conversor) 466 μH e 11,9 Ω .

4.6 RENDIMENTO

Para o cálculo do rendimento, foi gerado um *script* no MATLAB[®] utilizando as informações fornecidas pelos *datasheets* dos componentes, os dados do projeto e os resultados obtidos na simulação. O procedimento é detalhado pela Mitsubishi (MITSUBISHI SEMICONDUCTORS POWER MODULES MOS, 1998).

Para se calcular as perdas no interruptor do *boost*, utilizou-se as seguintes expressões:

$$P_{SS_{Boost}} = i_{s_{medio}} \cdot V_{ce_{sat}} \quad (22)$$

$$P_{sw_{Boost}} = (E_{sw_{on}} + E_{sw_{off}}) \cdot f_s \cdot (V_{s_{pk}}/390), \quad (23)$$

sendo $P_{SS_{Boost}}$ as perdas por condução em regime permanente, $P_{sw_{Boost}}$ as perdas por comutação, $i_{s_{Mdio}}$ o valor médio da corrente do interruptor do *boost*, $V_{ce_{sat}}$ a tensão coletor-emissor em 125°C, $E_{sw_{on}}$ as perdas de energia no fechamento na corrente de pico, $E_{sw_{off}}$ as perdas de energia na abertura na corrente de pico e $V_{s_{pk}}$ o valor de pico da tensão do interruptor do *boost*.

Para calcular as perdas no diodo HFA, utilizou-se as seguintes expressões:

$$P_{dss_{HFA}} = id_{medio} \cdot V_{ce_{HFA}} \quad (24)$$

$$P_{rr_{HFA}} = 0,125 \cdot irr_{HFA} \cdot trr_{HFA} \cdot Vd_{pk} \cdot f_s, \quad (25)$$

sendo $P_{dss_{HFA}}$ as perdas por condução em regime permanente, $P_{rr_{HFA}}$ as perdas por recuperação do diodo, id_{Mdio} o valor médio da corrente do diodo HFA, $V_{ce_{HFA}}$ a queda de tensão no diodo, irr_{HFA} o valor de pico da corrente de recuperação reversa, trr_{HFA} o tempo de recuperação reversa e Vd_{pk} o valor de pico da tensão do diodo HFA.

Para se calcular as perdas no VSI, utilizou-se as seguintes expressões:

$$P_{ss_{VSI}} = isw_{pk} \cdot V_{ce_{sat}} \cdot [(1/8 + (D_{VSI} \cdot FD)/(3 \cdot \pi))] \quad (26)$$

$$P_{sw_{VSI}} = (E_{sw_{on}} + E_{sw_{off}}) \cdot f_s \cdot (1/\pi), \quad (27)$$

sendo P_{ssVSI} as perdas por condução em regime permanente, P_{swVSI} as perdas por comutação, i_{swpk} o valor de pico da corrente do VSI, D_{VSI} a razão de trabalho do VSI e FD o fator de deslocamento da carga.

O total de perdas no interruptor do *boost* foi de 40,8 W, no diodo HFA foi de 18,7 W e em cada interruptor do VSI foi de 25,75 W. Juntando-se tudo ao total de perdas no núcleo (1,5 W) e no cobre (2,4 W) do indutor, tem-se o total de perdas de 166,4 W para o PWM clássico, conferindo um rendimento de 91,54%.

Já para o HPWM, o total de perdas no interruptor do *boost* foi de 16,9 W, no diodo HFA foi de 14,2 W e em cada interruptor do VSI foi de 19,0 W. Juntando-se tudo ao total de perdas no núcleo (1,5 W) e no cobre (6,8 W) do indutor, tem-se o total de perdas de 115,4 W para o HPWM, conferindo um rendimento de 93,98%. O HPWM reduziu as perdas em 30,7%.

4.7 PROJETO TÉRMICO

Para o projeto térmico, considerou-se um caso crítico, com a temperatura de junção igual a $125^{\circ}C$ e a temperatura ambiente igual a $35^{\circ}C$. A partir da temperatura de junção, com o valor das resistências térmicas obtidas nos *datasheets*, utilizou-se as seguintes expressões:

$$T_c = T_j - P_t \cdot R_{JC} \quad (28)$$

$$T_d = T_c - P_t \cdot R_{CD} \quad (29)$$

$$R_{DA} = \frac{T_d - T_a}{P_t}, \quad (30)$$

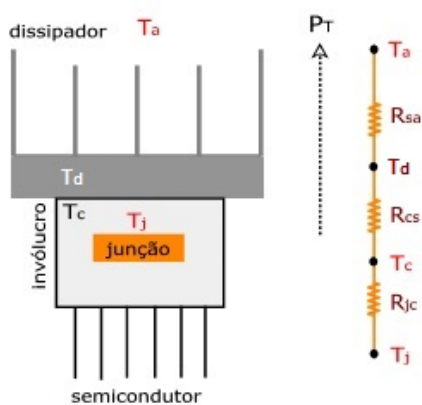
sendo P_t as perdas totais, T_j a temperatura de junção do semicondutor ($125^{\circ}C$), T_c a temperatura do *case*, T_d a temperatura do dissipador, T_a a temperatura ambiente ($35^{\circ}C$) e R_{XY} a resistência térmica entre componentes X-Y. R_{DA} é resistência térmica do dissipador. O esquema da dissipação do calor pode ser vista na Figura 25.

Para o PWM clássico, a resistência térmica máxima do dissipador deve ser de $0,45^{\circ}C/W/10cm$ e a do HPWM deve ser no máximo de $0,73^{\circ}C/W/10cm$. Para a montagem foi utilizado o dissipador HS 125135, cuja resistência térmica é $0,5475^{\circ}C/W/20cm$, (considerando uma variação de $75^{\circ}C$).

4.8 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo detalhou o projeto do conversor para funcionar tanto com o PWM clássico quanto com o HPWM. Como muitos parâmetros nos dois projetos são parecidos, é possível aproveitar muitos componentes na montagem dos conversores para que apenas poucas peças sejam necessárias substituir quando for modificar a técnica de modulação utilizada.

Figura 25 – Resistências térmicas dos componentes e dissipação do calor.



Fonte: Próprio autor.

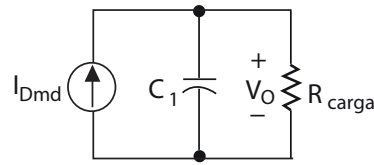
Pode-se notar que quando o conversor operar com o HPWM será necessário a utilização de um capacitor de grande valor na entrada do conversor, algo que não acontece com o conversor operando com PWM clássico.

Para um bom funcionamento do conversor, é importante projetar o controle para atuar na corrente do indutor e na tensão do barramento do VSI.

O próximo capítulo trata do projeto do controle do conversor.

*_

Figura 26 – Circuito equivalente para encontrar a planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$.



Fonte: Próprio autor.

5 PROJETO DO CONTROLE

Este capítulo apresenta o projeto de controle do conversor fotovoltaico para as técnicas de modulação clássica e híbrida.

O controle implementado para o conversor *boost* é do tipo cascata, ou seja, a tensão no capacitor do barramento de entrada do inversor é controlada por meio do controle da corrente do indutor do conversor *boost*.

5.1 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO BOOST

Para encontrar as funções de transferência, o conversor foi modelado como um *boost* conectado a uma carga puramente resistiva (cujo valor é igual a $R_{virtual}$), pois o projeto foi elaborado para uma saída em c.c. somada a uma ondulação. As características da ondulação são devido à presença do VSI.

Considerando o modelo de pequenos sinais e os valores médios instantâneos, ao se aplicar perturbações na razão cíclica (D), na tensão do barramento (V_{bar}) e na corrente do indutor (I_L), foram encontradas as seguintes funções de transferências (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004):

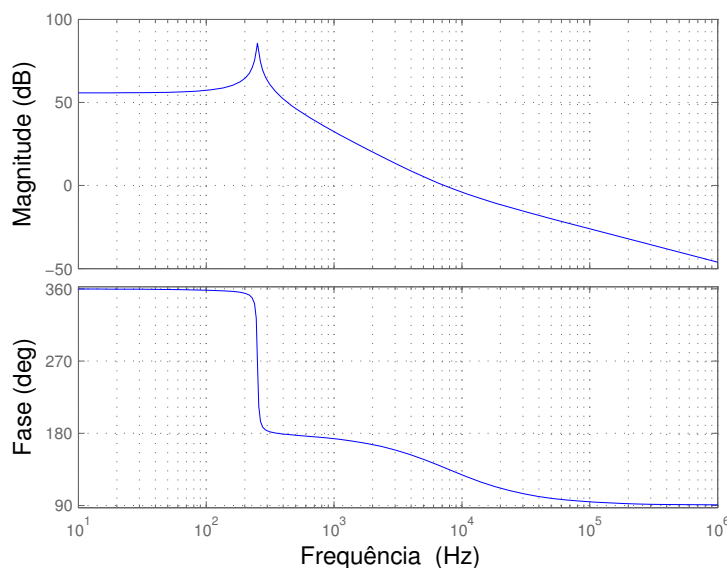
$$\frac{\Delta V_{bar}(s)}{\Delta D(s)} = \frac{\frac{-I_L}{C_1} \cdot s + \frac{V_{bar} \cdot (1-D)}{L_1 \cdot C_1}}{s^2 + \frac{s}{R_{carga} \cdot C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_1 \cdot C_1}} \quad (1)$$

$$\frac{\Delta I_L(s)}{\Delta D(s)} = \frac{\frac{V_{bar}}{L_1} \cdot s + \frac{2 \cdot V_{bar}}{R_{carga} \cdot L_1 \cdot C_1}}{s^2 + \frac{s}{R_{carga} \cdot C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_1 \cdot C_1}} \quad (2)$$

Para encontrar a planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$, é necessário considerar o *boost* como uma fonte de corrente alimentando um barramento com uma carga conectada, conforme o circuito equivalente da Figura 26, encontrando-se:

$$\frac{\Delta V_{bar}(s)}{\Delta I_L(s)} = \frac{\frac{(1-D)}{C_1}}{s + \frac{1}{R_{carga} \cdot C_1}} \quad (3)$$

Figura 27 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o PWM clássico. Módulo (acima) e fase (abaixo).



Fonte: Próprio autor.

5.2 CONTROLE DO CONVERSOR PARA O PWM CLÁSSICO

O Diagrama de Bode e o Lugar das Raízes de cada uma das plantas estão nas Figuras 27 a 32. Observa-se que a grande dificuldade do controle é a função de transferência $\Delta V_{bar}/\Delta D$, pois apresenta um zero no semiplano direito, o que gera instabilidade a partir de um determinado valor de ganho. Por isso, o controle da tensão do conversor é feito em cascata, pela planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$, que elimina o zero no semiplano direito, facilitando o controle.

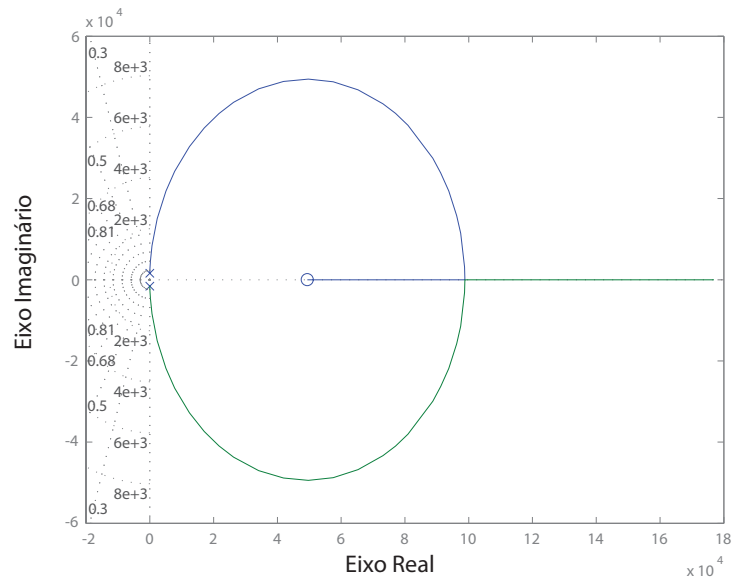
5.2.1 Validação da planta em malha aberta

Inicialmente é analisada a planta em malha aberta e sem perturbações para verificar os valores estacionários da tensão e da corrente nos componentes. Em seguida, são aplicadas perturbações para o modelo ser validado.

5.2.1.1 Planta sem perturbações

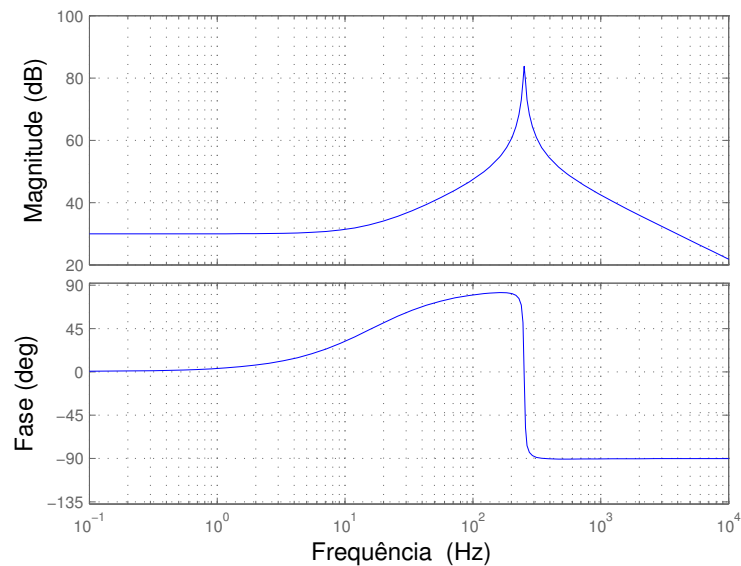
Na Figura 33, encontra-se a tensão no barramento e a corrente no indutor para o conversor em estado estacionário. O valor médio da tensão foi de 350 V com ondulação de 0,02% em alta frequência e o da corrente foi de 9,0 A, com ondulação de 2,1 A (23,5%). A baixa ondulação de tensão é devido ao fato do capacitor do barramento da carga estar dimensionado para ter uma ondulação de 17% em baixa frequência quando o VSI for acoplado na saída. Com isso, o capacitor terá uma baixa ondulação em alta frequência, o que não é uma preocupação do projeto do conversor.

Figura 28 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 29 – Diagrama de Bode da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o PWM clássico. Módulo (acima) e fase (abaixo).

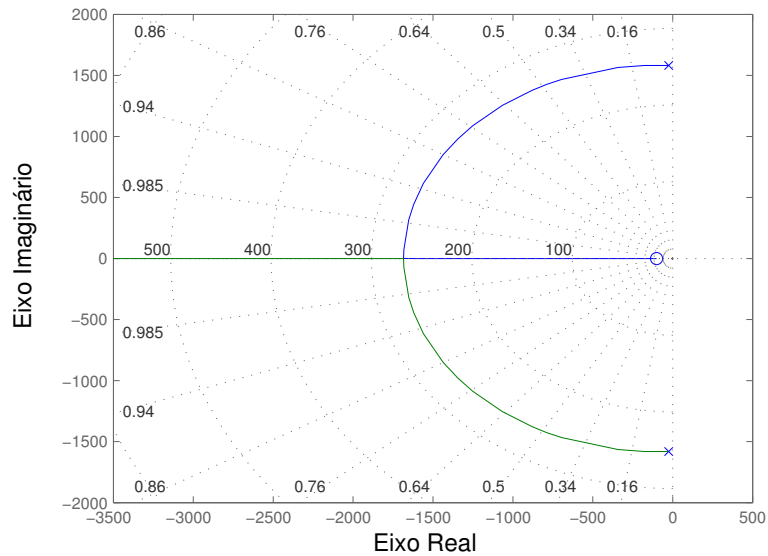


Fonte: Próprio autor.

5.2.1.2 Degrau na variável de controle (razão cíclica)

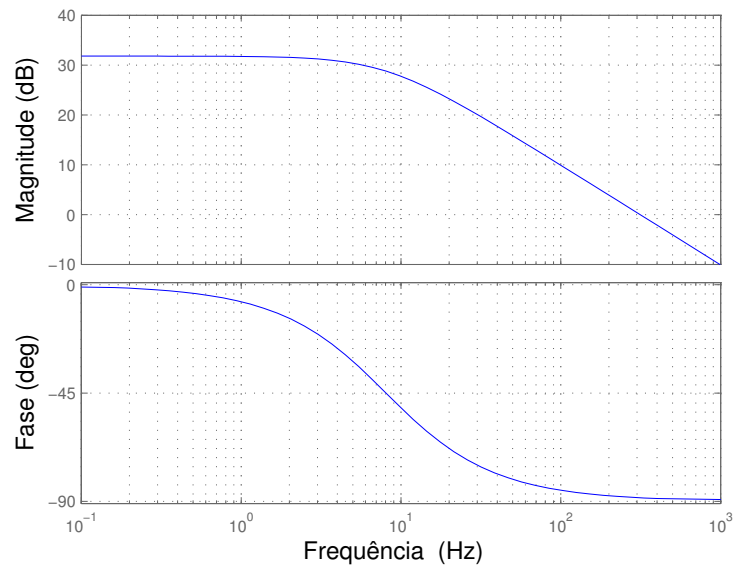
Em seguida, foram realizados degraus na razão cíclica para verificar se modelo matemático expressa o comportamento do circuito simulado.

Figura 30 – Lugar das Raízes da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 31 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o PWM clássico. Módulo (acima) e fase (abaixo).

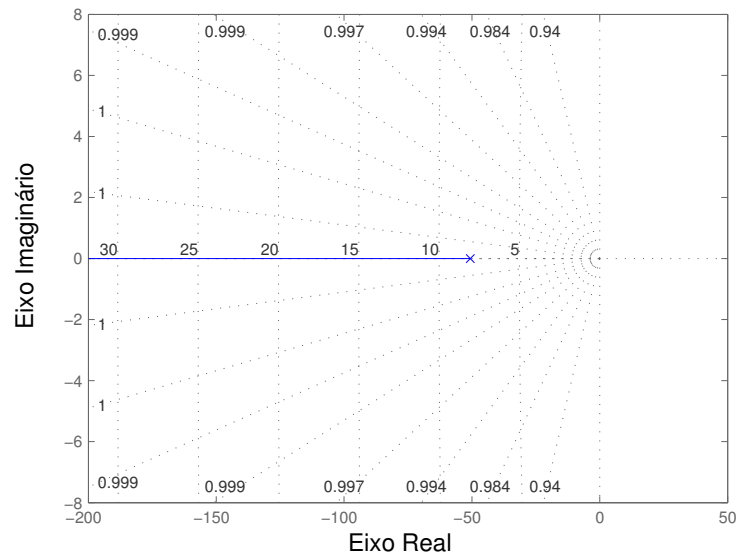


Fonte: Próprio autor.

As Figuras 34, 35 e 36 mostram a comparação do comportamento da tensão no barramento e da corrente no indutor para a simulação e para o modelo matemático quando sofrem diferentes níveis de degraus. Os degraus na razão cíclica ocorrem após 0,4 s de simulação.

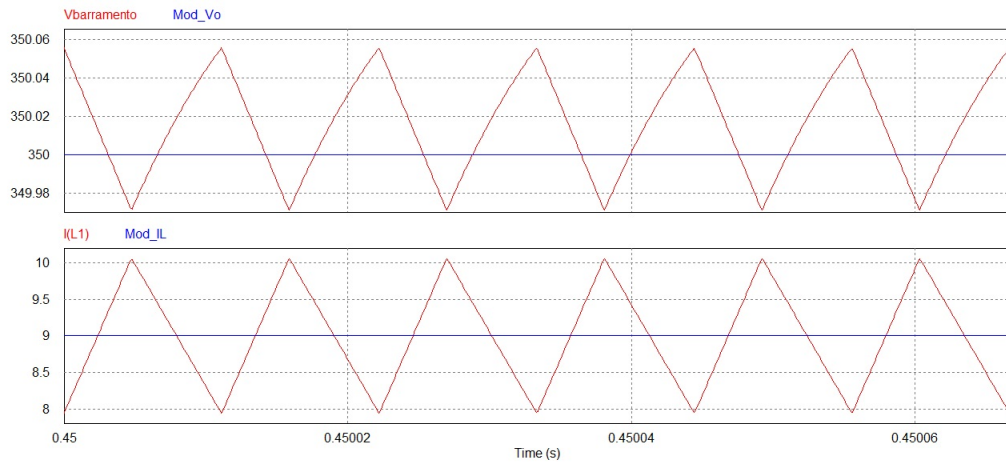
Pode-se observar que a função de transferência é muito sensível à variação da razão

Figura 32 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

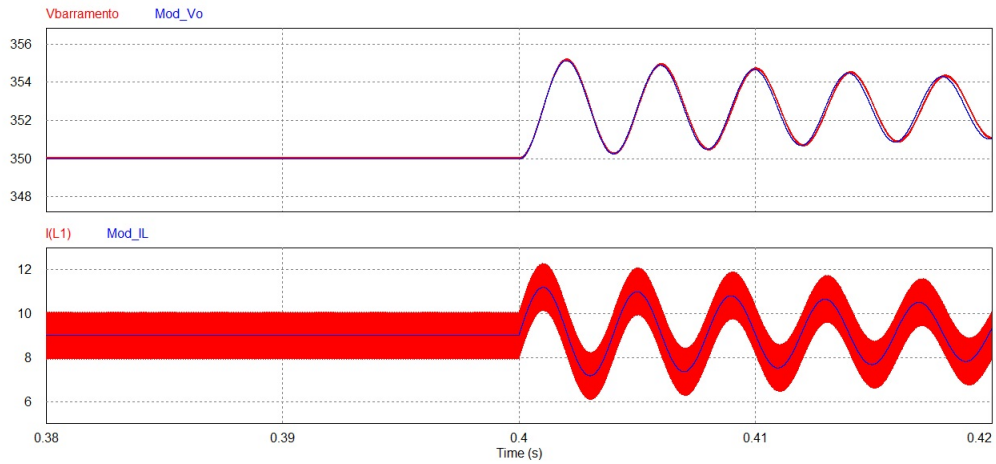
Figura 33 – Tensão no barramento e corrente no indutor para a planta sem perturbações - Conversor com PWM clássico sem controle.



Fonte: Próprio autor.

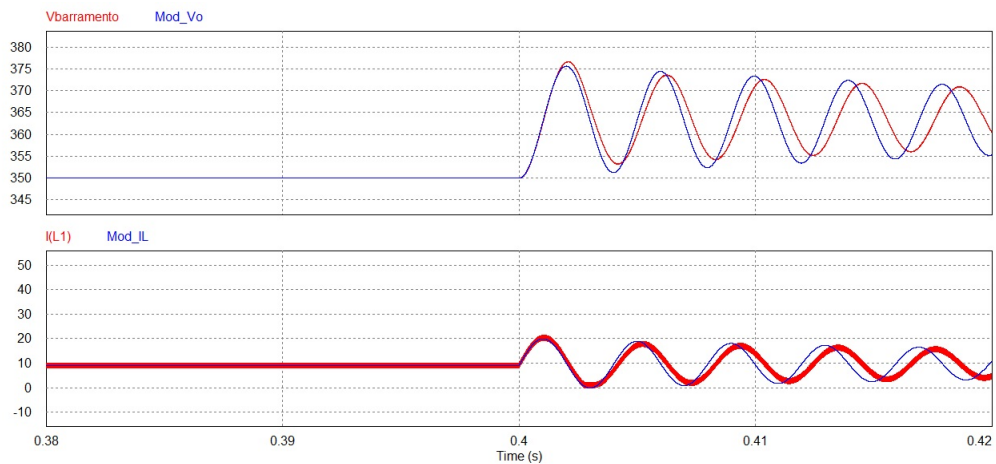
cíclica, pois responde satisfatoriamente a um degrau de 1%, mas já apresenta diferença para degraus de maior valor. Isso ocorre, pois a perturbação pode levar o conversor a operar no modo de condução descontínua, invalidando os modelos matemáticos.

Figura 34 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 1% na razão cíclica - Conversor com PWM clássico sem controle.



Fonte: Próprio autor.

Figura 35 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 5% na razão cíclica - Conversor com PWM clássico sem controle.



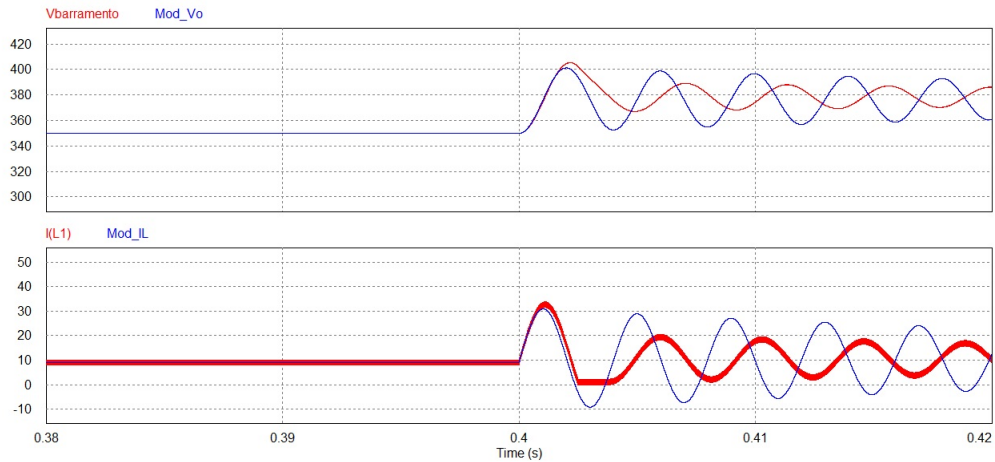
Fonte: Próprio autor.

5.2.2 Controle de corrente

Foi definido para o conversor o controle em cascata, visto que essa estratégia controla a corrente do indutor e, como consequência, controla a tensão do barramento com mais facilidade do que quando se controla apenas a tensão.

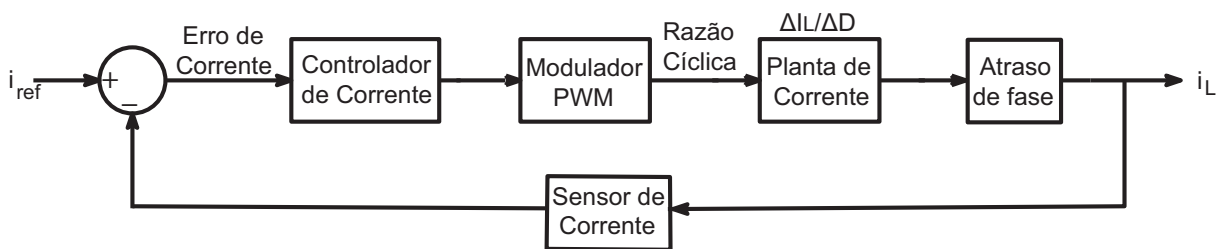
Para o projeto do controle, inicialmente é fechada a malha interna, que controla a corrente do indutor com um valor fixo de corrente. Após executados os testes para verificar o seu funcionamento, é adicionada a malha externa que controla a tensão do barramento e, a partir do controle de tensão, é gerada a referência do controle de corrente. O esquema do controle de

Figura 36 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 10% na razão cíclica - Conversor com PWM clássico sem controle.



Fonte: Próprio autor.

Figura 37 – Malha de corrente para o funcionamento do controle.



Fonte: Próprio autor.

corrente pode ser visto na Figura 37.

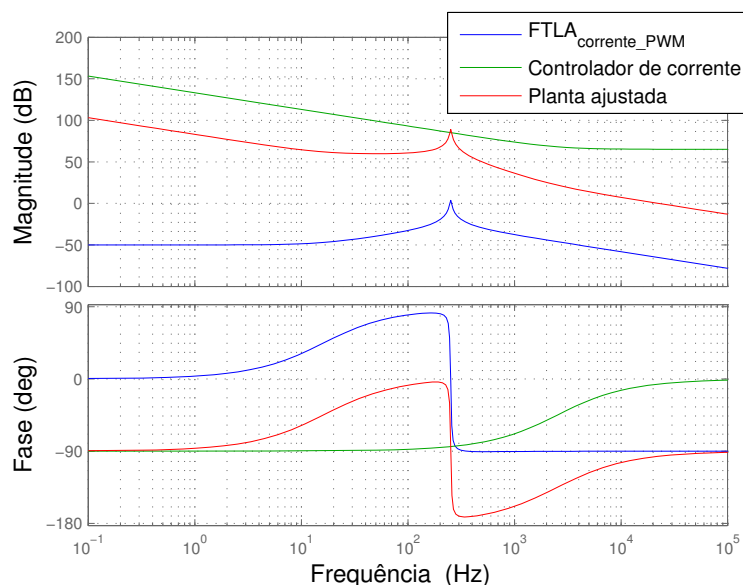
No controle de corrente, idealmente a frequência de cruzamento em 0 dB é projetada para ser igual a $f_s/4$ (22,5 kHz). Contudo, como o controle é feito digitalmente, os pulsos enviados para os interruptores sofrem um atraso de fase, que é mais sentido nas altas frequências. Por isso, o controle é projetado para $f_s/10$ (9 kHz). Foram considerados unitários o ganho do sensor de corrente igual e o ganho do PWM igual, visto que o controle é digital. Com isso, o conversor possui a seguinte função de transferência de laço aberto (FTLA):

$$FTLA_{corrente_PWM} = \frac{77,78s + 7878}{s^2 + 50,64s + 2,501 \cdot 10^6} \quad (4)$$

Para reduzir o efeito do atraso de fase e garantir a estabilidade, o controlador do tipo proporcional-integral (PI) possui um zero cuja frequência é 25% acima do do polo duplo da $FTLA_{corrente_PWM}$ e apresenta a seguinte função de transferência:

$$FT_{controlador_corrente_PWM} = \frac{s + 1,581 \cdot 10^4}{s} \quad (5)$$

Figura 38 – Diagrama de Bode da $FTLA_{corrente_PWM}$, do controlador de corrente e da planta ajustada - Conversor com PWM clássico com controle de corrente.



Fonte: Próprio autor.

Com isso, o controlador PI possui $K_p = 1,8 \cdot 10^3$ (ganho proporcional) e $K_i = 2,86 \cdot 10^7$ (ganho integral). A margem de fase é de $83,6^\circ$. Observa-se que a margem de fase seria muito pequena caso o controlador fosse projetado para ter frequência de corte em 22,5 kHz, motivo pelo qual optou-se por uma frequência de corte igual a 9 kHz. Na Figura 38 encontram-se os Diagramas de Bode das funções de transferência da planta, do controlador de corrente e da planta ajusta.

A banda de passagem do controlador é de 3,33 kHz com um *overshoot* de 7,63%, conforme Figura 39. A banda de passagem dele não está próxima do limite máximo (22,5 kHz), pois é necessário garantir um *overshoot* não maior que 10%. O zero do controlador PI foi projetado, nesse caso, numa posição distante do centro o suficiente para garantir esse resultado.

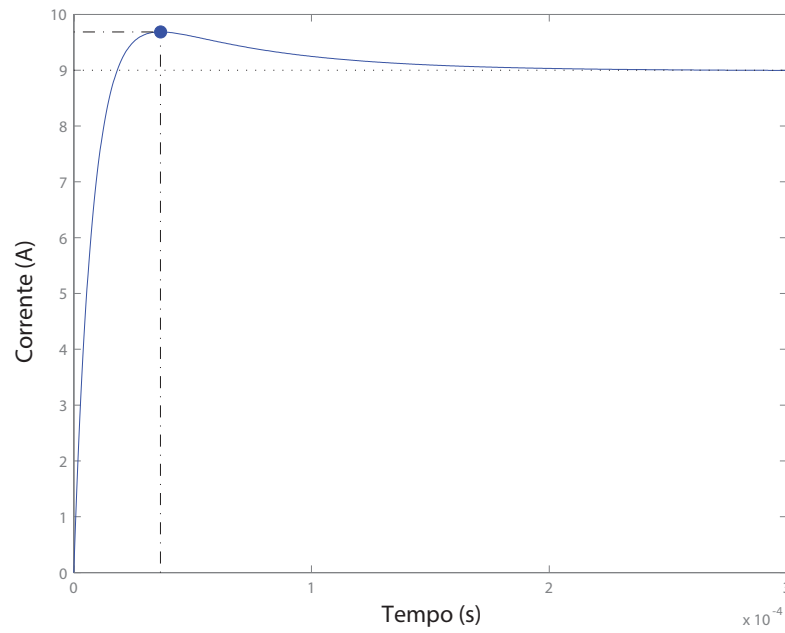
5.2.2.1 Controle de corrente sem perturbações

Inicialmente é analisado o controle sem perturbações para verificar os valores estacionários. Em seguida, são aplicadas perturbações para o modelo ser validado. Os resultados encontrados para o controle de corrente sem perturbações estão na Figura 40.

5.2.2.2 Degrau na referência de corrente

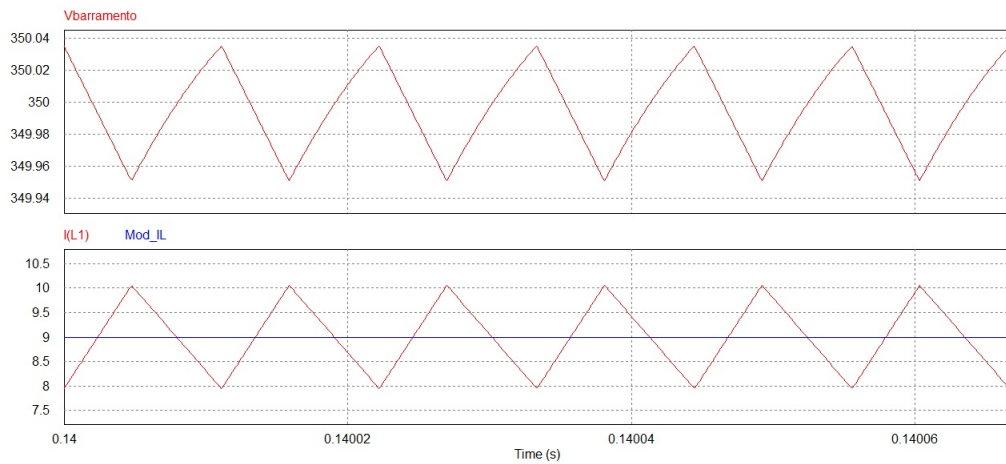
Nas Figuras 41 e 42 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na referência de corrente. Os degraus ocorrem após 0,1 s de simulação.

Figura 39 – Resposta ao degrau do controlador de corrente - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

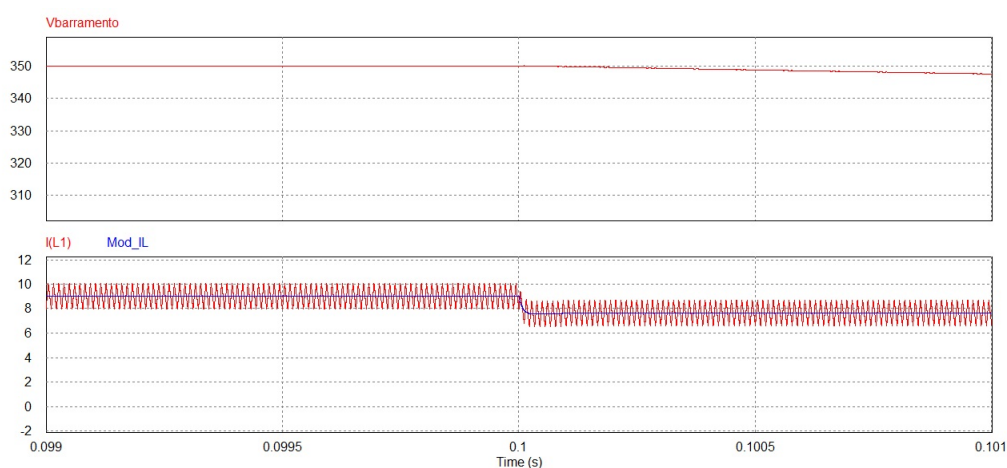
Figura 40 – Controle de corrente estacionário - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

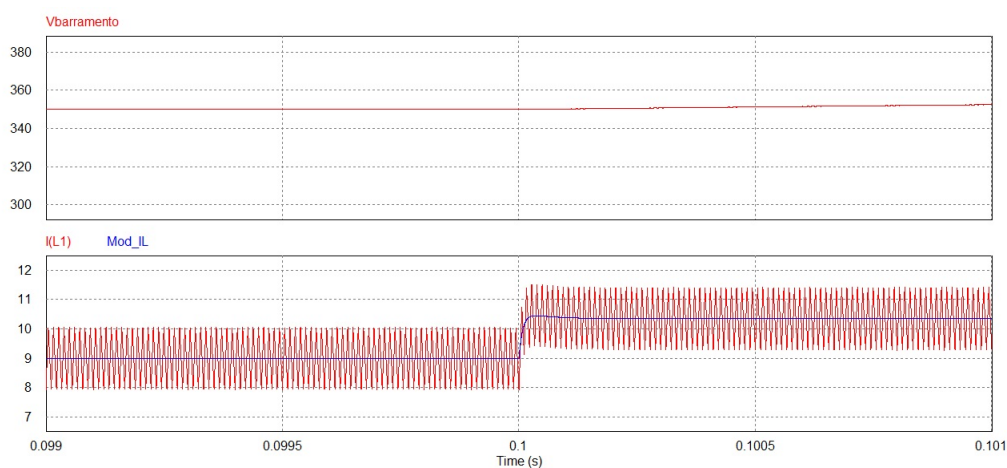
Na Figura 43 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para uma ondulação de 1.200 Hz com amplitude de 10% na razão cíclica. O degrau ocorre após 0,1 s de simulação.

Figura 41 – Controle de corrente com degrau de -15% na referência - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 42 – Controle de corrente com degrau de +15% na referência - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

5.2.2.3 Degrau na tensão de entrada

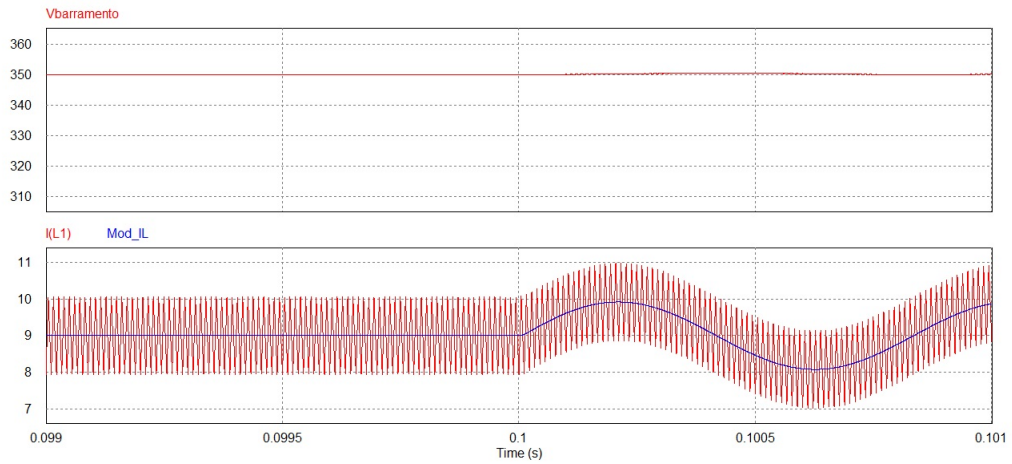
Na Figura 44 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degrau de +20% na tensão de entrada. O degrau ocorre após 0,1 s de simulação.

Pode-se perceber que o controle de corrente responde rapidamente à perturbação, mantendo o seu valor constante.

5.2.2.4 Degrau na carga

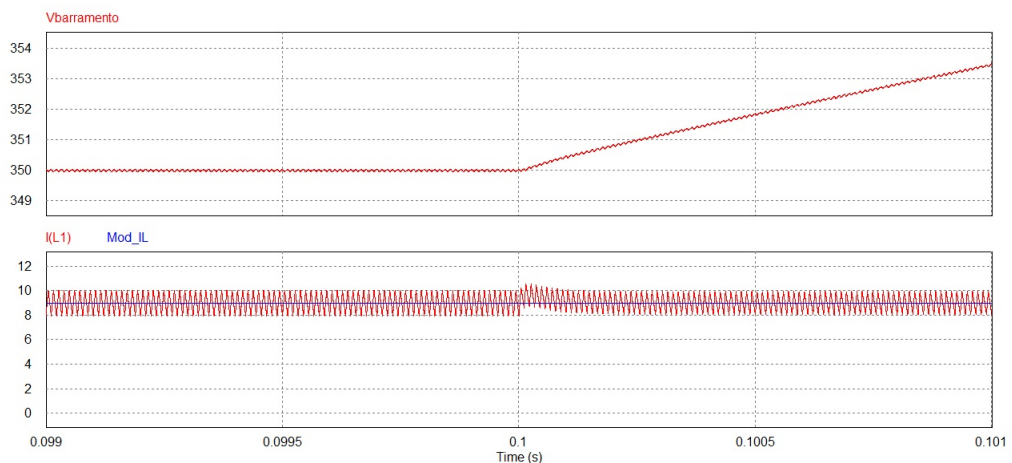
Na Figura 45 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na carga do tipo 100%-50%-100% da potência nominal. Os degraus

Figura 43 – Controle de corrente com ondulação de 1.200 Hz com amplitude de +10% - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 44 – Controle de corrente com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

ocorrem em 0,1 s e em 0,2 s de simulação.

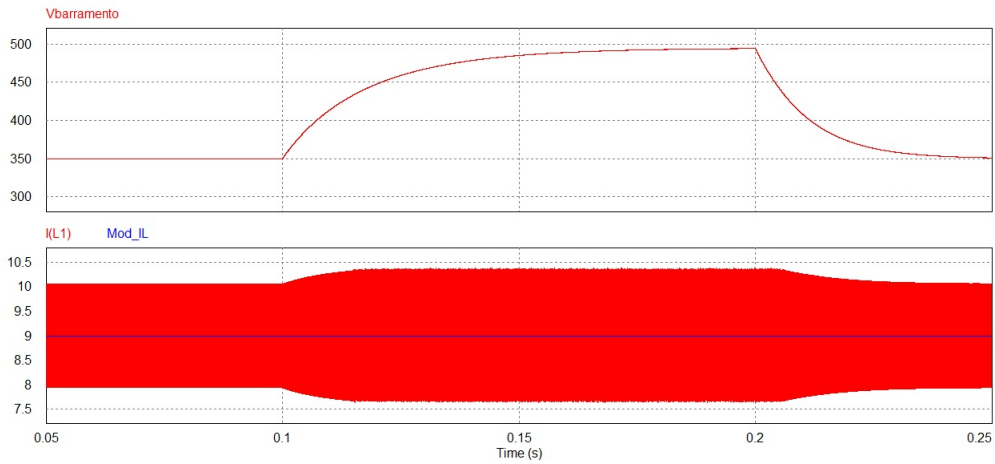
Pode-se perceber que o controle de corrente permanece com o mesmo valor médio, aumentando apenas a sua ondulação, que passa a ser de 2,73 A (30%) durante a diminuição da carga.

5.2.3 Controle de tensão

Com o controle de corrente já validado, é fechada a malha externa e projetado o controle de tensão em cascata. O esquema do controle de tensão pode ser visto na Figura 46.

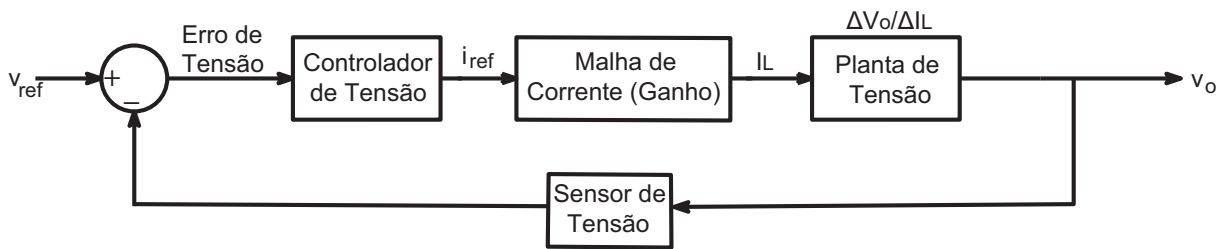
Para que o controle de tensão ignore a ondulação em 120 Hz, que ocorre na tensão do

Figura 45 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com PWM clássico com controle de corrente.



Fonte: Próprio autor.

Figura 46 – Malha de tensão para o funcionamento do controle.



Fonte: Próprio autor.

barramento devido à ondulação da rede, projetou-se o controle para ter uma banda passante de 12 Hz. Foi considerado o ganho do sensor de tensão igual a 1/100. Com isso, o conversor possui a seguinte função de transferência de laço aberto (FTLA):

$$FTLA_{tensao_PWM} = \frac{1,969 \cdot 10^4}{s + 50,64} \quad (6)$$

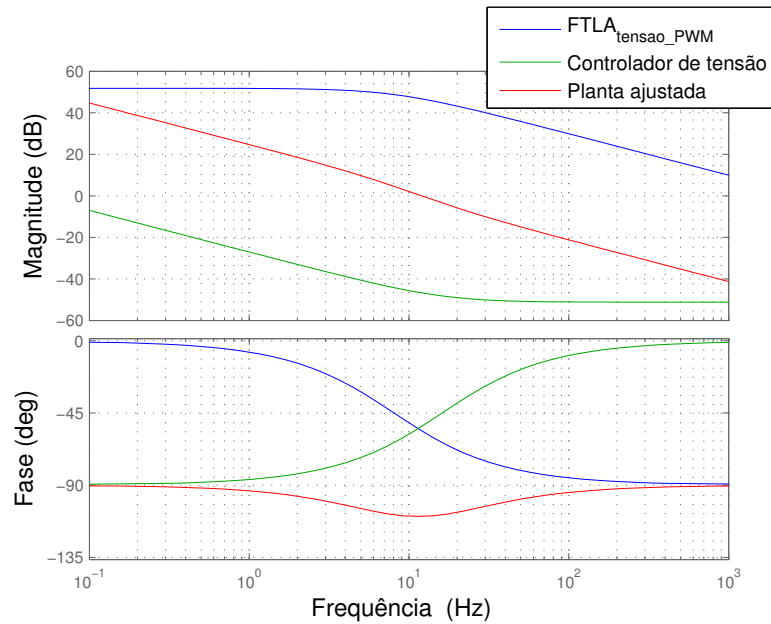
Colocando-se um controlador do tipo proporcional-integral (PI) com um zero cuja frequência é o dobro do polo da $FTLA_{tensao_PWM}$:

$$FT_{controlador_tensao_PWM} = \frac{s + 101,3}{s} \quad (7)$$

Com isso, o controlador PI possui $Kp = 2,8 \cdot 10^{-3}$ e $Ki = 0,28$. A margem de fase é de $70,6^\circ$. Na Figura 47 encontram-se os Diagramas de Bode das funções de transferência.

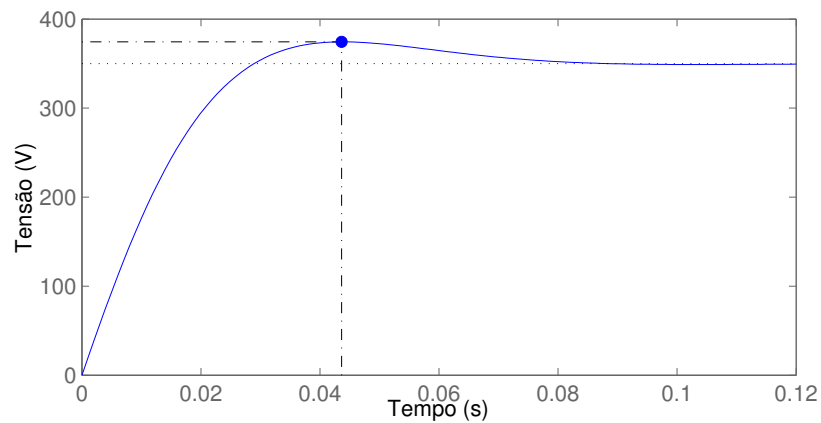
A banda de passagem do controlador é de 8,33 Hz com um *overshoot* de 7,0%, conforme Figura 48.

Figura 47 – Diagrama de Bode da $FTLA_{tensão_PWM}$, do controlador de tensão e da planta ajustada - Conversor com PWM clássico com controle cascata.



Fonte: Próprio autor.

Figura 48 – Resposta ao degrau do controlador de tensão - Conversor com PWM clássico.



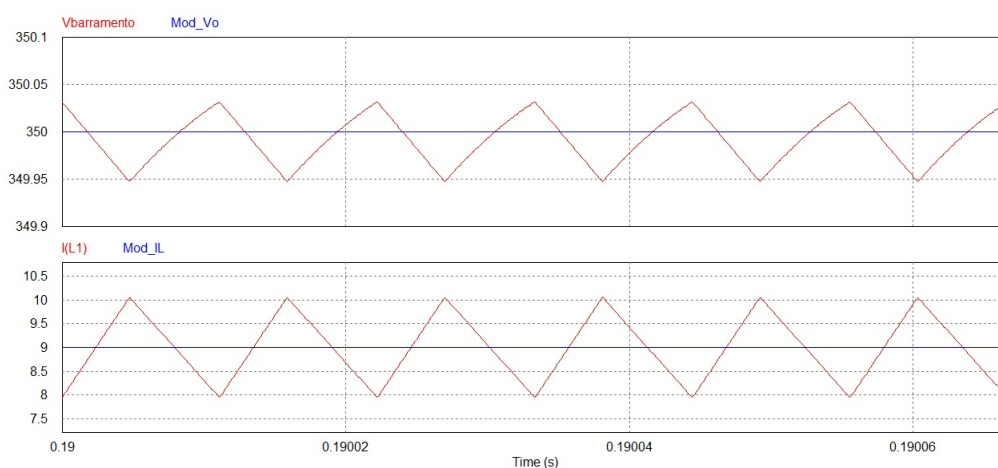
Fonte: Próprio autor.

Os resultados encontrados para o controle de tensão sem perturbações estão na Figura 49.

5.2.3.1 Degrau na referência de tensão

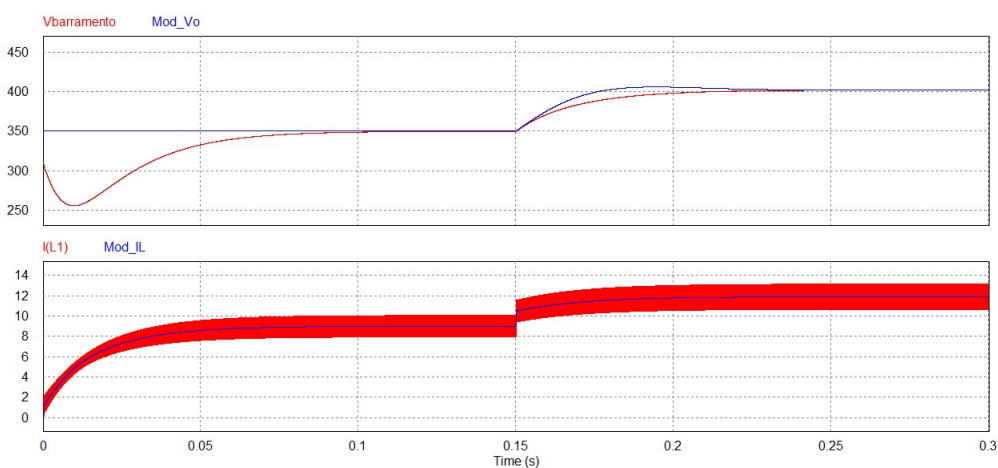
Na Figura 50 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degrau de +15% na referência de tensão. O degrau ocorre após 0,15 s de simulação.

Figura 49 – Controle de tensão estacionário - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 50 – Controle de tensão com degrau de +15% na referência - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

5.2.3.2 Degrau na tensão de entrada

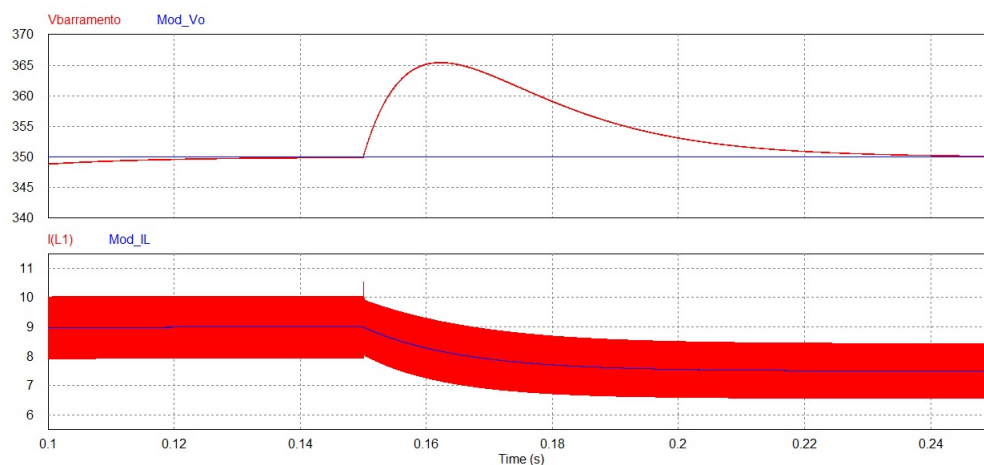
Na Figura 51 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degrau de +20% na tensão de entrada. O degrau ocorre após 0,15 s de simulação.

Pode-se perceber que o controle de tensão demora mais tempo para se estabilizar do que o controle de corrente, mas consegue se estabilizar em menos de 0,1 s.

5.2.3.3 Degrau na carga

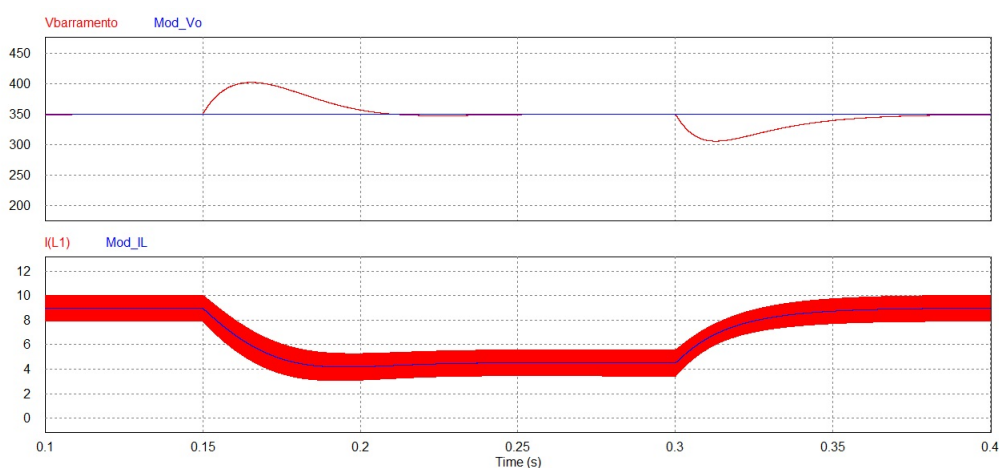
Na Figura 52 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na carga do tipo 100%-50%-100% da potência nominal. Os degraus

Figura 51 – Controle de tensão com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 52 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com PWM clássico com controle cascata.



Fonte: Próprio autor.

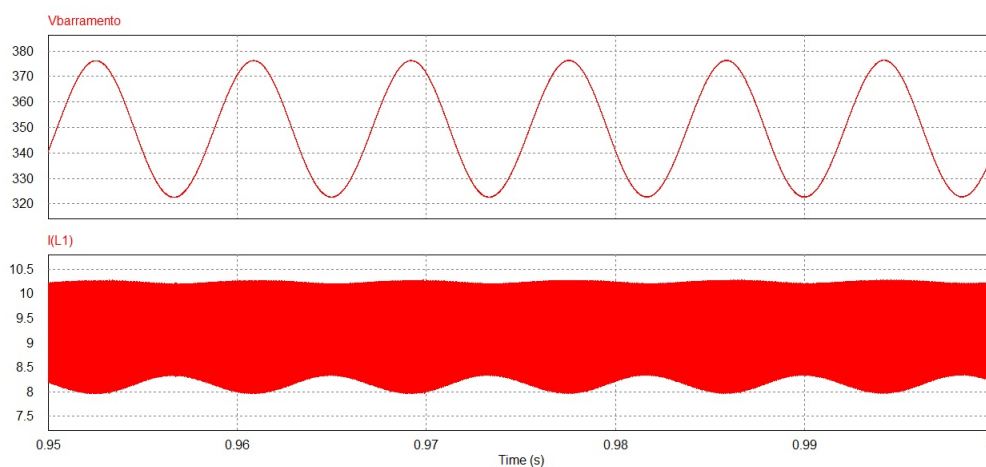
ocorrem em 0,15 s e em 0,3 s de simulação.

Pode-se perceber que o controle de tensão atua para variações de carga e consegue reestabelecer a tensão em cerca de 0,1 s.

5.2.4 PWM clássico funcionando com o conversor completo

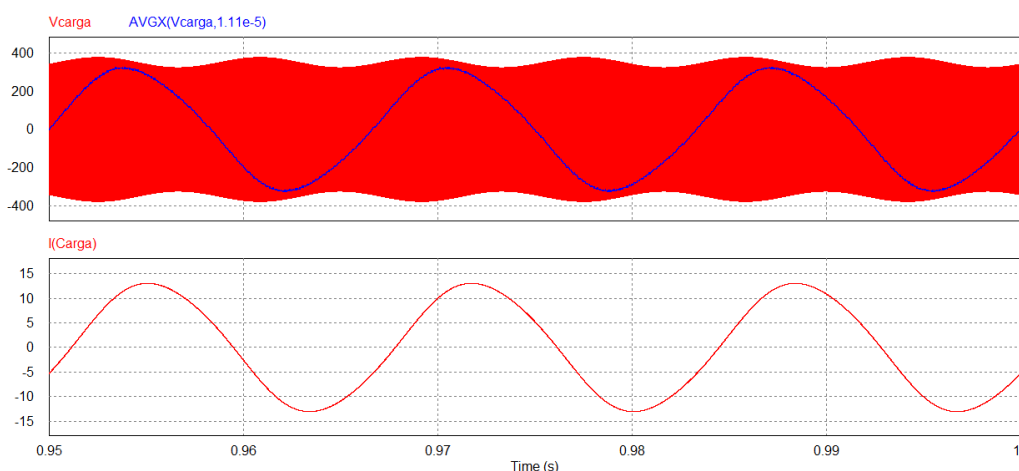
Com a validação dos controles de corrente e de tensão, pode-se substituir a carga resistiva pelo VSI. Os resultados para o conversor em estado estacionário estão nas Figuras 53 a 55 e na Tabela 23.

Figura 53 – Tensão no barramento e corrente no indutor para o conversor completo funcionando com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 54 – Tensão e corrente na carga para o conversor completo funcionando com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

5.2.4.1 Degrau na referência de tensão

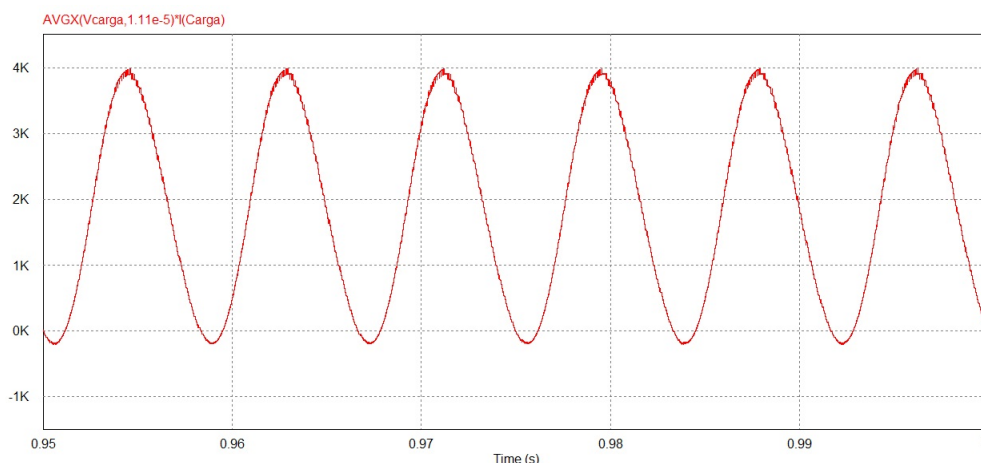
Na Figura 56 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degrau de +15% na referência de tensão. O degrau ocorre após 0,9 s de simulação.

Pode-se perceber que o controle consegue acompanhar o degrau na referência de tensão. A potência apresenta um valor ondulado com picos de 4 kW.

5.2.4.2 Degrau na tensão de entrada

Na Figura 57 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degrau de +20% na tensão de entrada. O degrau ocorre após 0,9 s de simulação.

Figura 55 – Potência instantânea na carga para o conversor completo funcionando com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 23 – Valores encontrados na simulação do conversor operando com o PWM clássico.

Grandeza	Valor
Potência aparente da carga (S)	2,04 kVA
Potência média da carga (P)	1,84 kW
Fator de deslocamento na carga (FD)	0,9
Tensão no barramento do VSI (V_{bar})	349,6 V
Valor médio da corrente no indutor (I_L)	9,18 A
Tensão na carga (V_o)	222,4 V (Eficaz)
Corrente na carga (I_{carga})	9,18 A (Eficaz)
Valor médio da corrente na entrada do VSI (I_o)	5,28 A

Fonte: Próprio autor.

Pode-se perceber que o controle consegue acompanhar o degrau na tensão de entrada.

5.2.4.3 Degrâu na carga

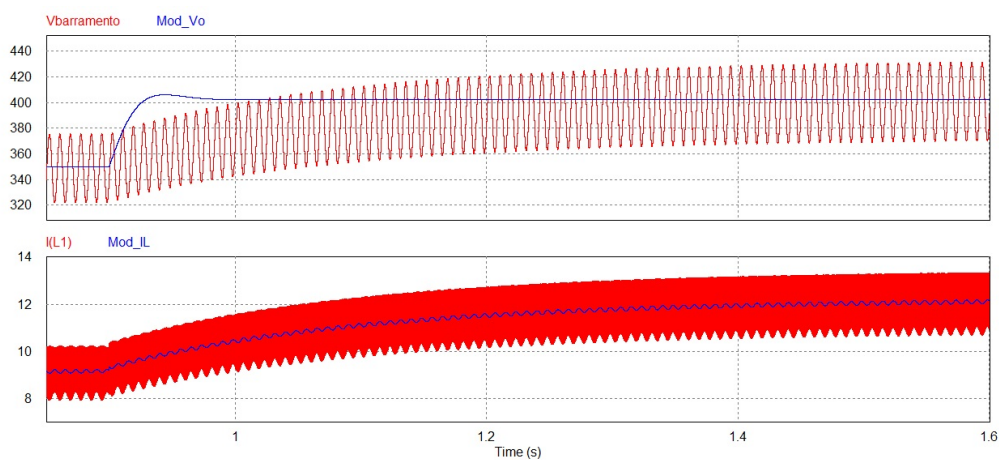
Na Figura 58 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na carga do tipo 100%-50%-100% da potência nominal. Os degraus ocorrem em 0,9 s e em 1,5 s de simulação.

Pode-se perceber que o controle consegue acompanhar o degrau na carga.

5.3 CONTROLE DO CONVERSOR PARA O HPWM

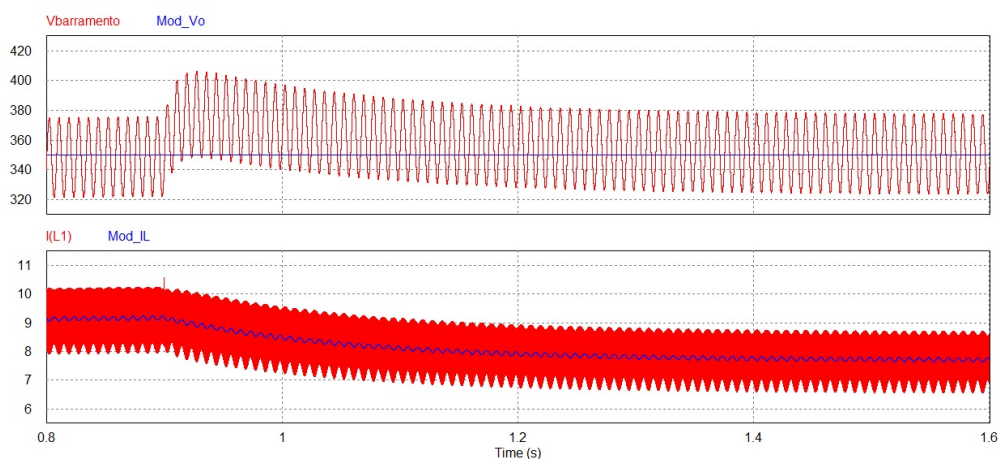
Semelhantemente ao procedimento do projeto de controle para o conversor operar com o PWM clássico, esta seção descreve o projeto do controle para o conversor operar com o HPWM.

Figura 56 – Conversor com degrau de +15% na referência de tensão - Conversor completo funcionando com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 57 – Conversor com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor completo funcionando com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

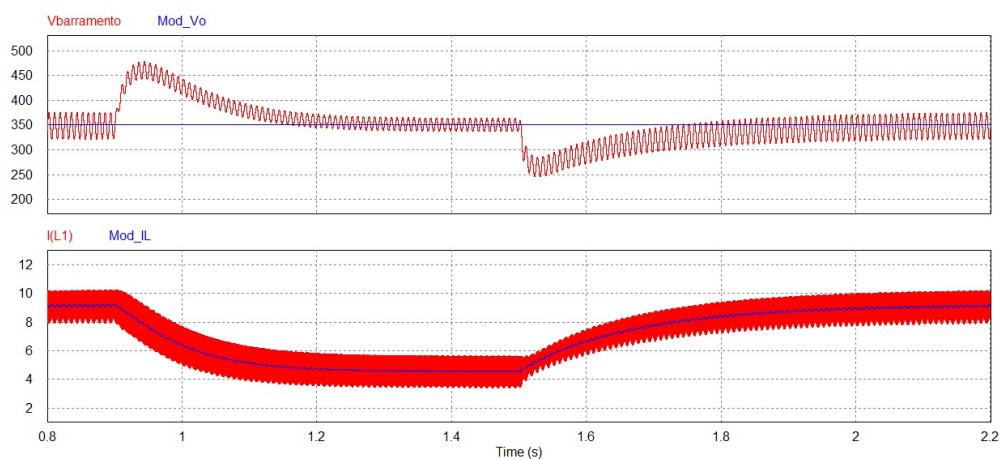
O Diagrama de Bode e o Lugar das Raízes de cada uma das funções de transferência do conversor está nas Figuras 59 a 64.

5.3.1 Validação da planta em malha aberta

Inicialmente é analisada a planta em malha aberta e sem perturbações para verificar os valores estacionários.

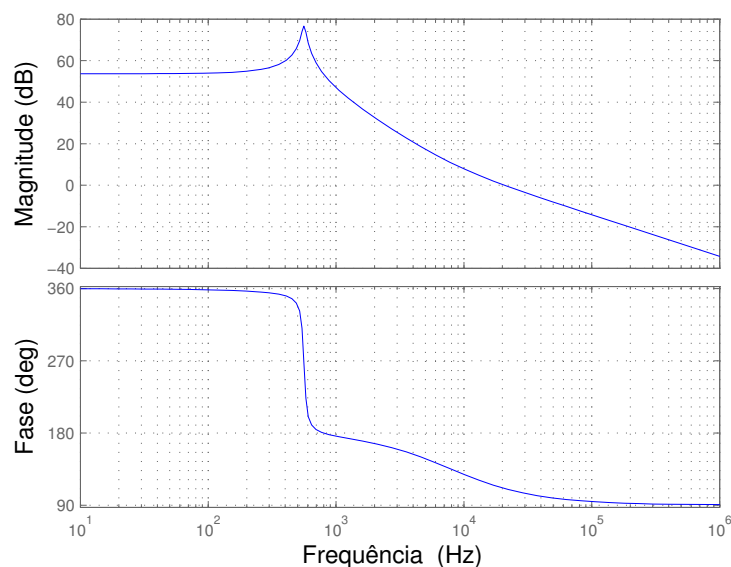
Na Figura 65, encontra-se a tensão no barramento e a corrente no indutor para o conversor em estado estacionário. O valor médio da tensão foi de 311,13 V com ondulação de 0,1% em

Figura 58 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor completo funcionando com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 59 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o HPWM. Módulo (acima) e fase (abaixo).



Fonte: Próprio autor.

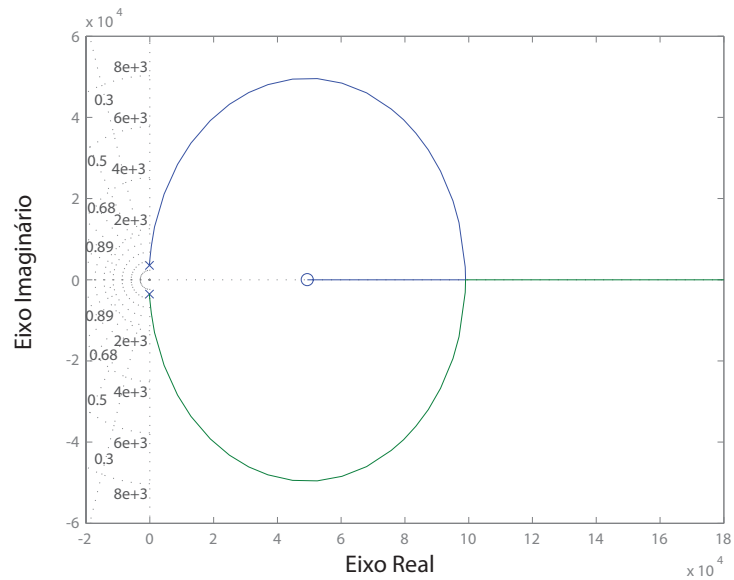
alta frequência e o da corrente foi de 9,0 A, com ondulação de 1,76 A (19,6%).

5.3.1.1 Ensaios do conversor com perturbações

São aplicados degraus na razão cíclica para verificar se o circuito simulado se comporta conforme o modelo matemático.

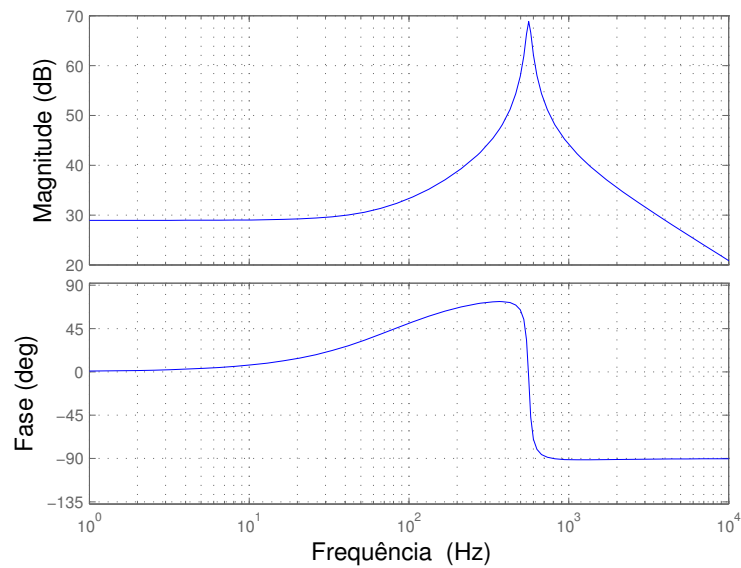
A Figura 66 mostra a comparação do comportamento da tensão no barramento e da

Figura 60 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta D$ para o HPWM.



Fonte: Próprio autor.

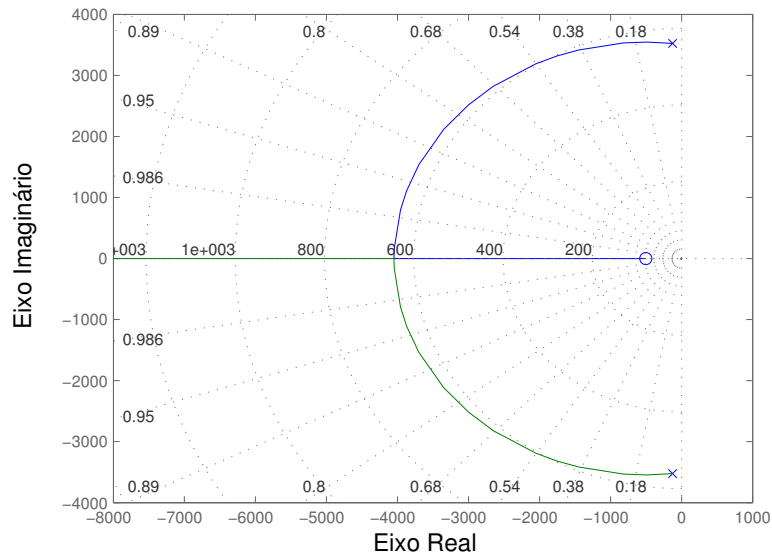
Figura 61 – Diagrama de Bode da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o HPWM. Módulo (acima) e fase (abaixo).



Fonte: Próprio autor.

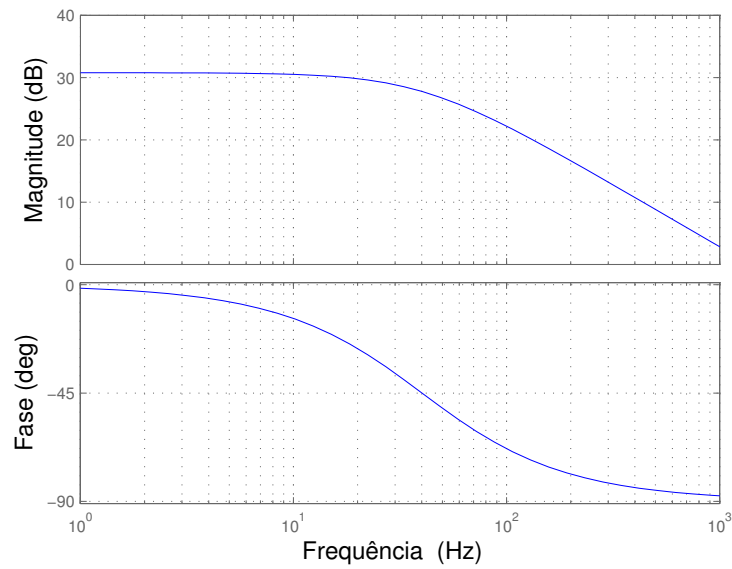
corrente no indutor para a simulação e para o modelo matemático respondendo a um degrau de 1% na razão cíclica. O degrau ocorre após 0,1 s de simulação.

Figura 62 – Lugar das Raízes da planta $\Delta I_L/\Delta D$ para o HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 63 – Diagrama de Bode da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o HPWM. Módulo (acima) e fase (abaixo).

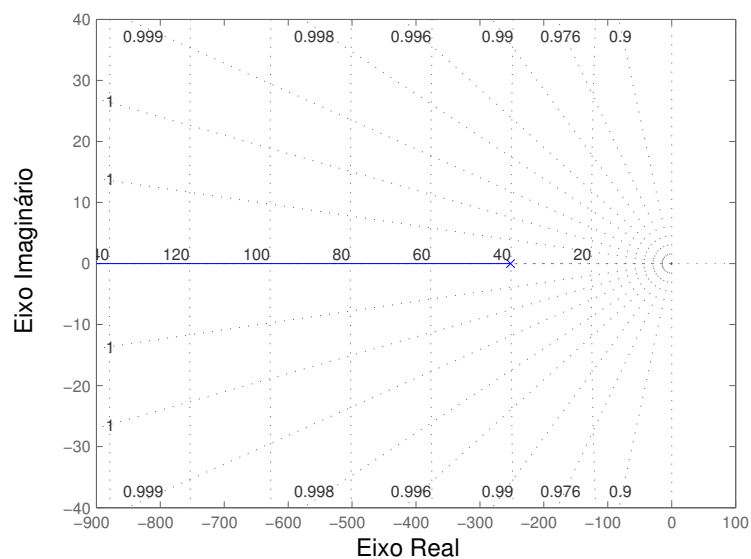


Fonte: Próprio autor.

5.3.2 Controle de corrente

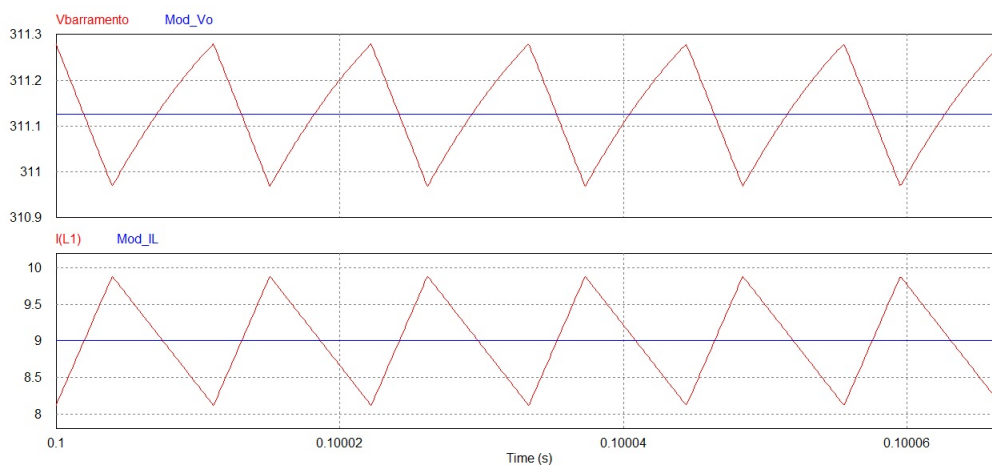
No controle de corrente, a frequência de cruzamento em 0 dB é projetada para ser igual a $f_s/10$ (9 kHz) devido ao atraso de fase sofrido pelos interruptores. Foram considerados o ganho

Figura 64 – Lugar das Raízes da planta $\Delta V_{bar}/\Delta I_L$ para o HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 65 – Tensão no barramento e corrente no indutor para a planta sem perturbações - Conversor com HPWM sem controle.



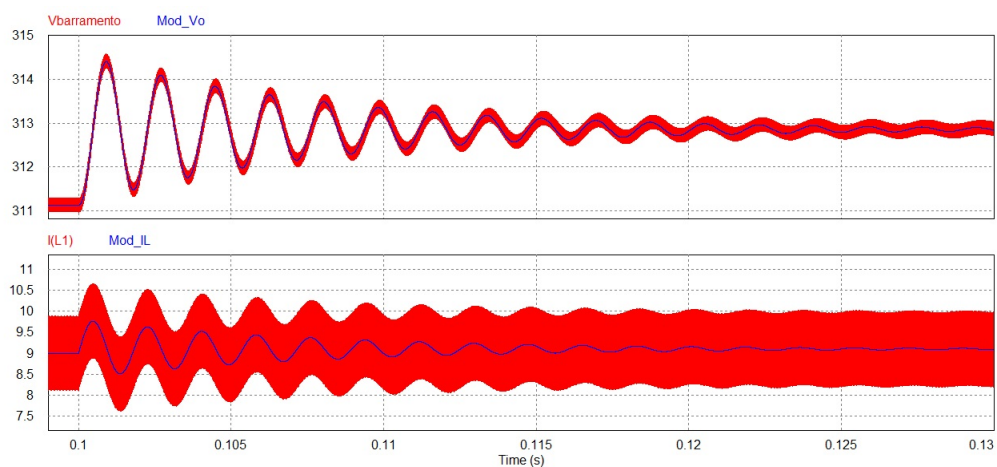
Fonte: Próprio autor.

do sensor de corrente igual a 1/1000 e o ganho do PWM igual a 10. Com isso, o conversor possui a seguinte função de transferência de laço aberto (FTLA):

$$FTLA_{corrente_HPWM} = \frac{69,14s + 3,484 \cdot 10^4}{s^2 + 252s + 1,244 \cdot 10^7} \quad (8)$$

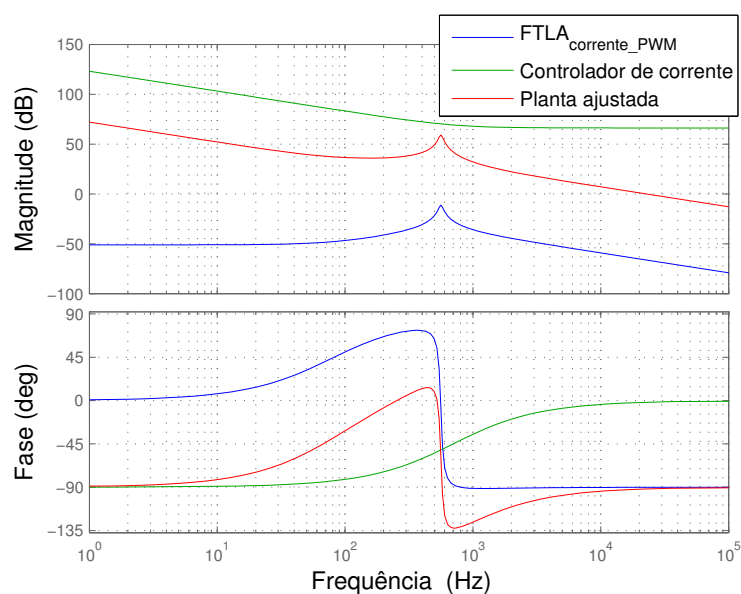
Coloca-se um controlador do tipo proporcional-integral (PI) com um zero cuja frequência

Figura 66 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degrau de 1% na razão cíclica - Conversor com HPWM sem controle.



Fonte: Próprio autor.

Figura 67 – Diagrama de Bode da $FTLA_{corrente_HPWM}$, do controlador de corrente e da planta ajustada - Conversor com HPWM com controle de corrente.



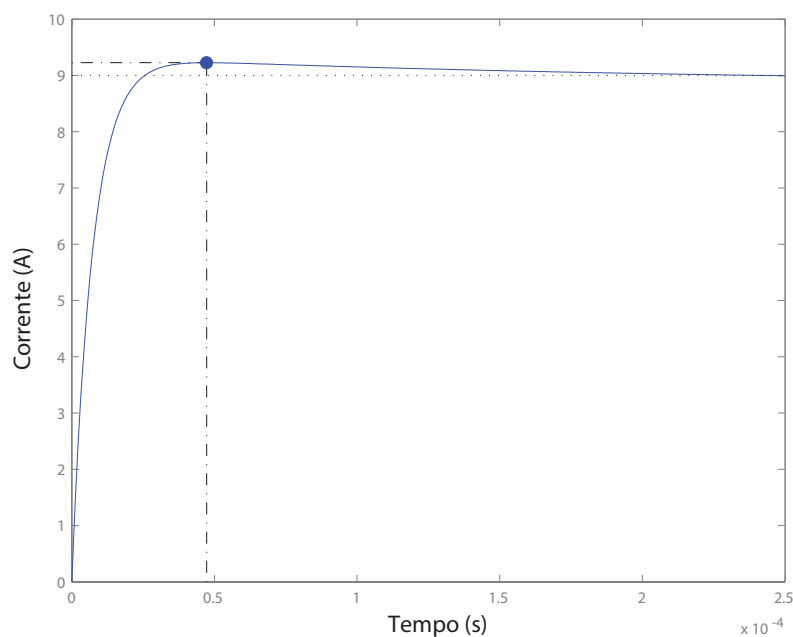
Fonte: Próprio autor.

é 25% acima do do polo duplo da $FTLA_{corrente_HPWM}$:

$$FT_{controlador_corrente_HPWM} = \frac{s + 4409}{s} \quad (9)$$

Com isso, o controlador PI possui $K_p = 2,0425 \cdot 10^3$ e $K_i = 9 \cdot 10^6$. A margem de fase é de $88,1^\circ$. Na Figura 67 encontram-se os Diagramas de Bode das funções de transferência.

Figura 68 – Resposta ao degrau do controlador de corrente - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

A banda de passagem do controlador é de 4 kHz com um *overshoot* de 2,5%, conforme Figura 68.

5.3.2.1 Controle de corrente sem perturbações

Inicialmente é analisada a planta sem variações para verificar os valores estacionários. Em seguida, são aplicadas perturbações para o modelo ser validado. Os resultados encontrados para o controle de corrente sem perturbações estão na Figura 69.

5.3.2.2 Degrau na referência de corrente

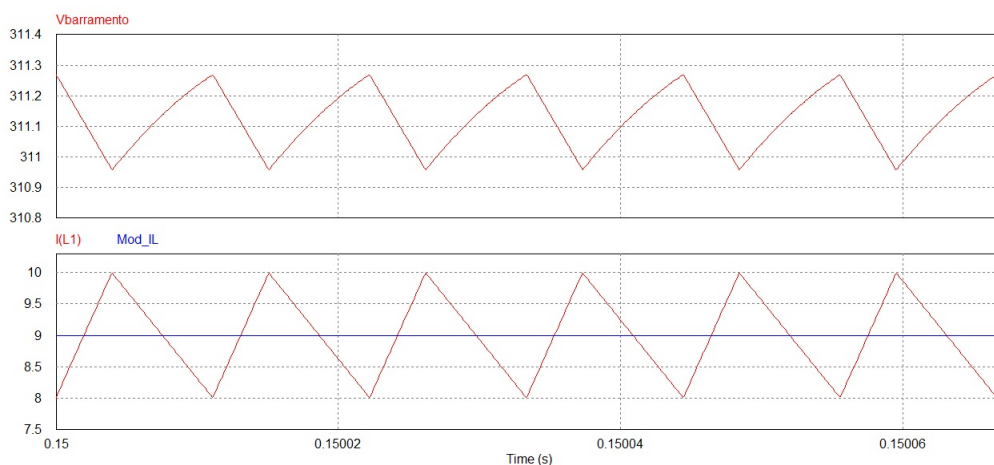
Nas Figuras 70 e 71 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na referência de corrente. Os degraus ocorrem após 0,1 s de simulação.

Na Figura 72 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para uma ondulação de 1.200 Hz com amplitude de 10% na razão cíclica. O degrau ocorre após 0,1 s de simulação.

5.3.2.3 Degrau na tensão de entrada

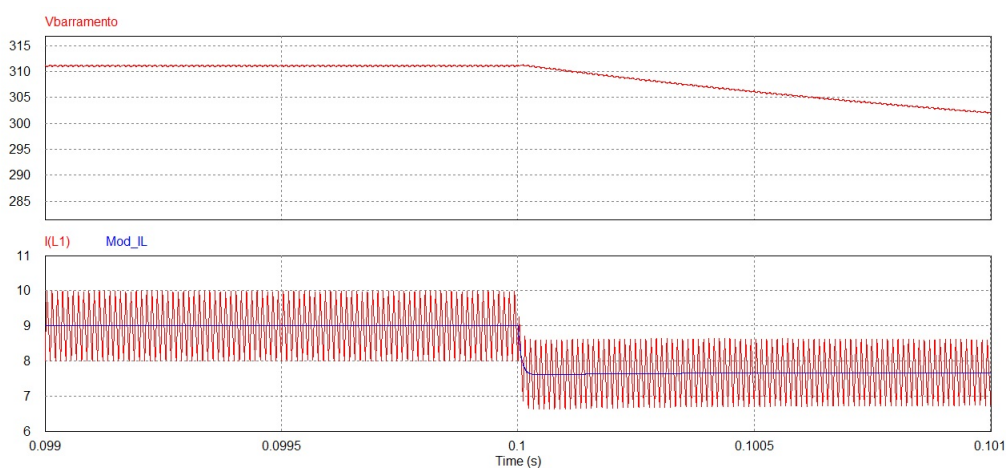
Na Figura 73 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degrau de +20% na tensão de entrada. O degrau ocorre após 0,1 s de simulação.

Figura 69 – Controle de corrente estacionário - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 70 – Controle de corrente com degrau de -15% na referência - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

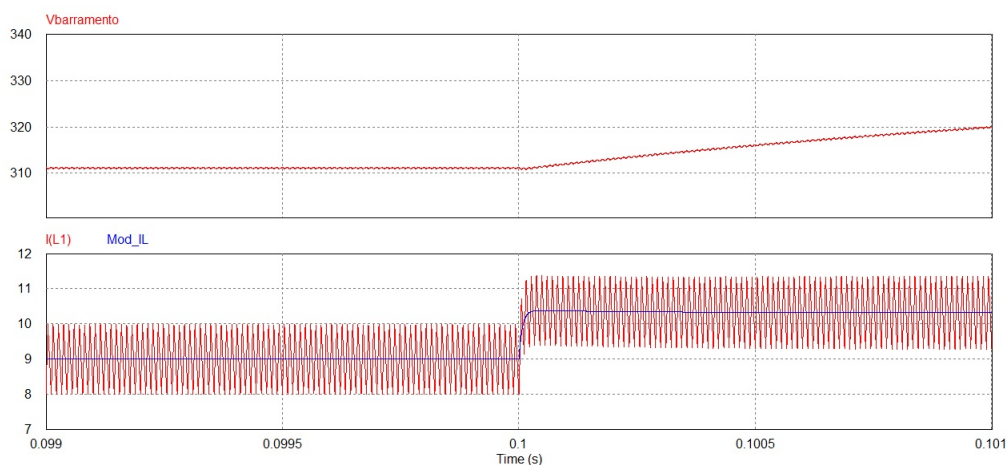
Pode-se perceber que o controle de corrente responde rapidamente à perturbação, mantendo o seu valor constante.

5.3.2.4 Degrau na carga

Na Figura 74 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na carga do tipo 100%-50%-100% da potência nominal. Os degraus ocorrem em 0,05 s e em 0,08 s de simulação.

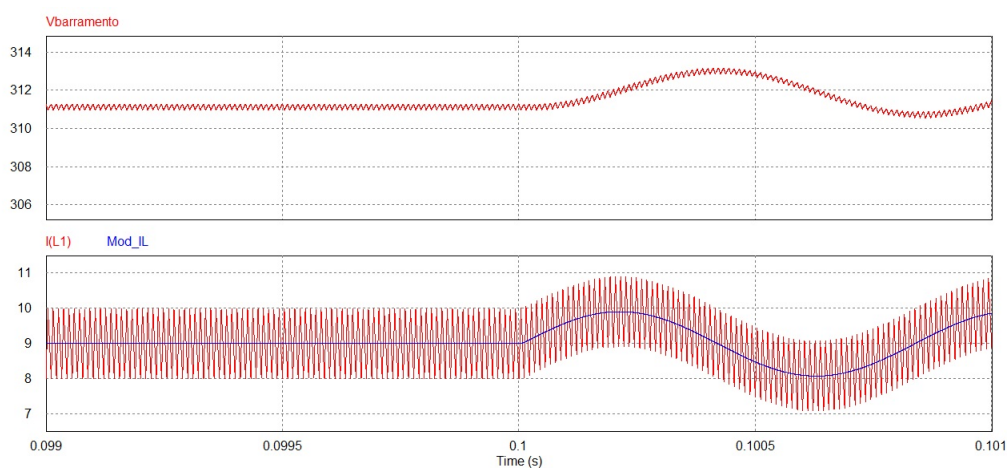
Pode-se perceber que o controle de corrente permanece com o mesmo valor médio, aumentando apenas a sua ondulação, que passa a ser de 2,72 A (30%) durante a queda da carga.

Figura 71 – Controle de corrente com degrau de +15% na referência - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 72 – Controle de corrente com ondulação de 1.200 Hz com amplitude de +10% - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

5.3.3 Controle de tensão

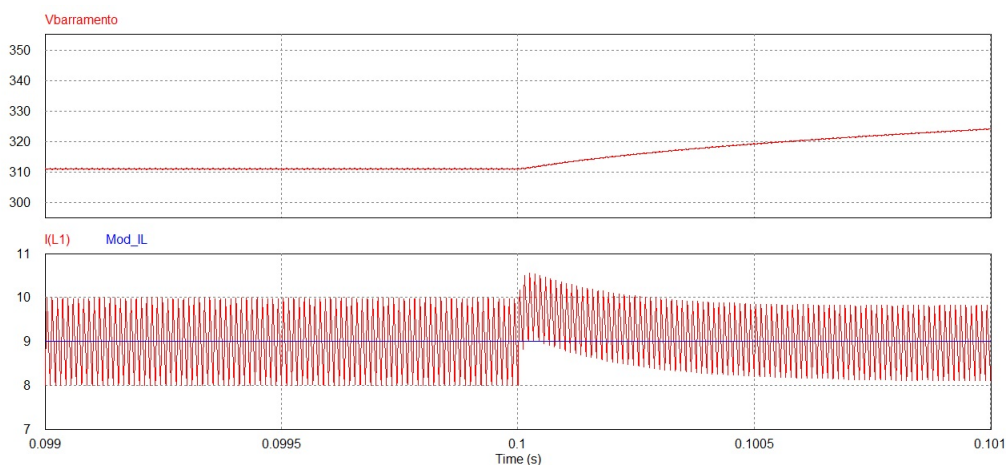
Com o controle de corrente já validado, é fechada a malha externa e projetado o controle de tensão em cascata.

O controle de tensão foi projetado para funcionar uma década abaixo do controle de corrente, ou seja, em $f_s/40$ (2,25 kHz). Foi considerado o ganho do sensor de tensão igual a 1/100. Com isso, o conversor possui a seguinte função de transferência de laço aberto (FTLA):

$$FTLA_{tensao_HPWM} = \frac{8,711 \cdot 10^4}{s + 252} \quad (10)$$

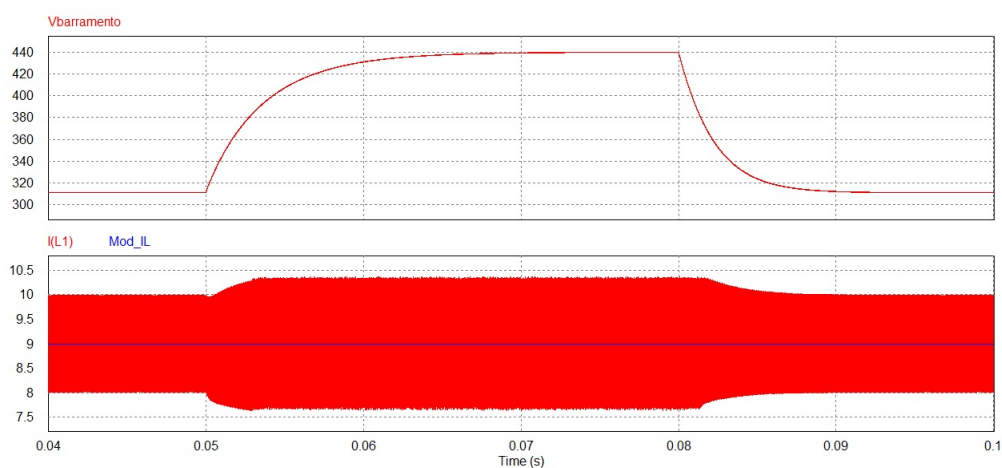
Colocando-se um controlador do tipo proporcional-integral (PI), com um zero cuja

Figura 73 – Controle de corrente com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 74 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

frequência é uma década acima do polo da $FTLA_{tensao_HPWM}$:

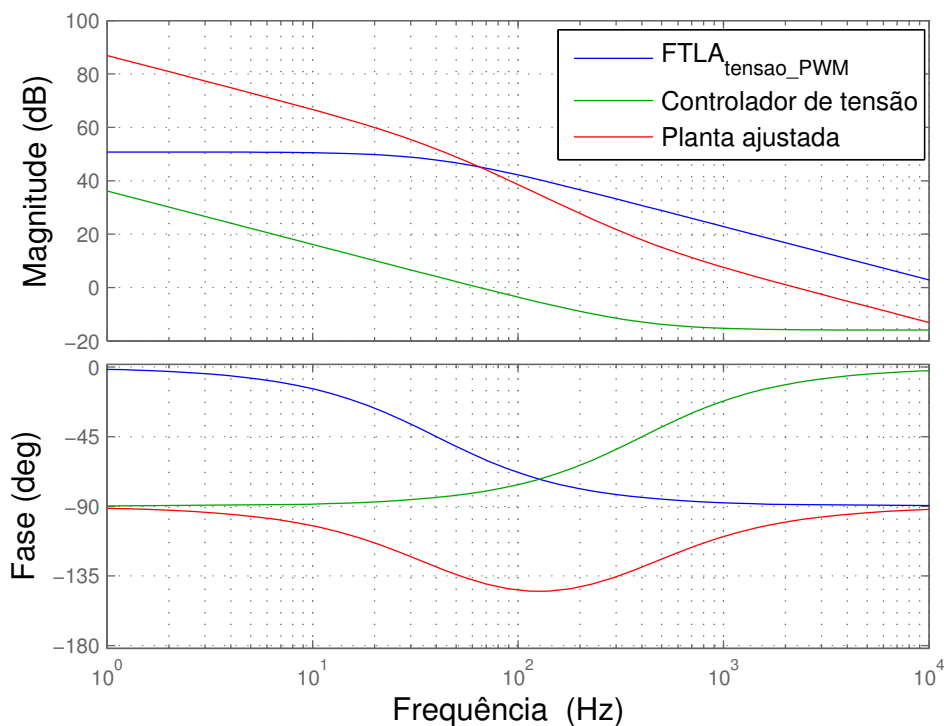
$$FT_{controlador_tensao_HPWM} = \frac{s + 2520}{s} \quad (11)$$

Com isso, o controlador PI possui $Kp = 0,16$ e $Ki = 402,7031$. A margem de fase é de $80,9^\circ$. Na Figura 75 encontram-se o Diagrama de Bode das funções de transferência.

A banda de passagem do controlador é de 714,3 Hz com um *overshoot* de 9,5%, conforme Figura 76.

Os resultados encontrados para o controle de tensão sem perturbações estão na Figura 77.

Figura 75 – Diagrama de Bode da $FTLA_{tensão_HPWM}$, do controlador de tensão e da planta ajustada - Conversor com HPWM com controle cascata.



Fonte: Próprio autor.

5.3.3.1 Degrau na referência de tensão

Na Figura 78 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degraude +15% na referência de tensão. O degraude ocorre após 0,05 s de simulação.

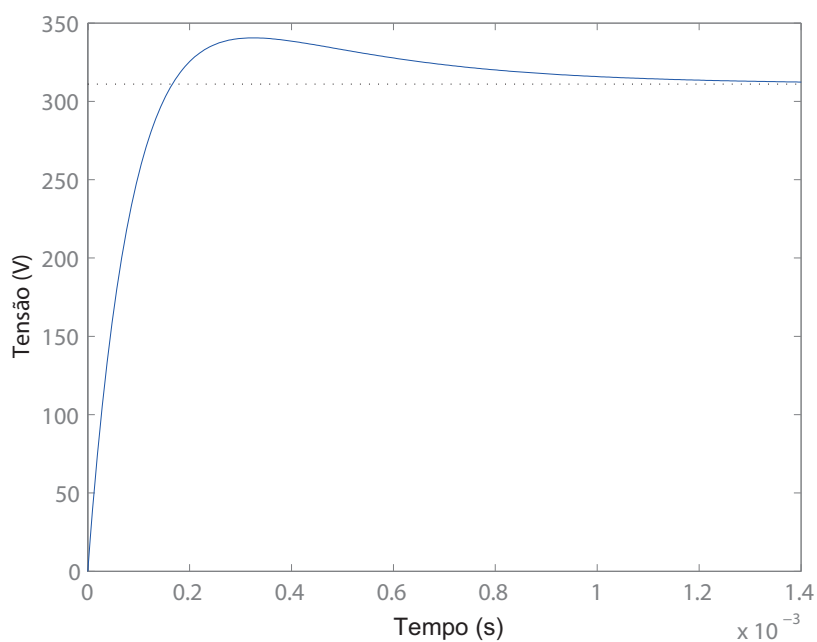
5.3.3.2 Degrau na tensão de entrada

Na Figura 79 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degraude de +20% na tensão de entrada. O degraude ocorre após 0,05 s de simulação.

5.3.3.3 Degrau na carga

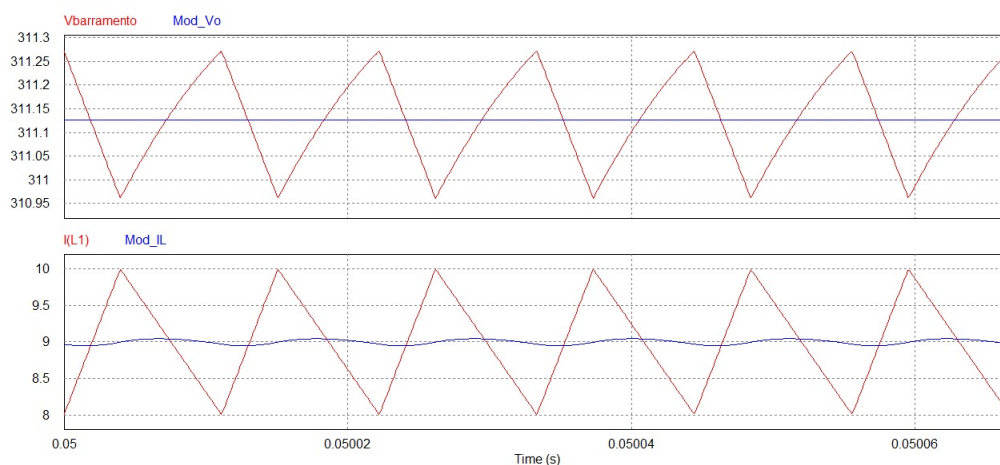
Na Figura 80 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na carga do tipo 100%-50%-100% da potência nominal. Os degraus ocorrem em 0,03 s e em 0,04 s de simulação.

Figura 76 – Resposta ao degrau do controlador de tensão - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 77 – Controle de tensão estacionário - Conversor com HPWM.



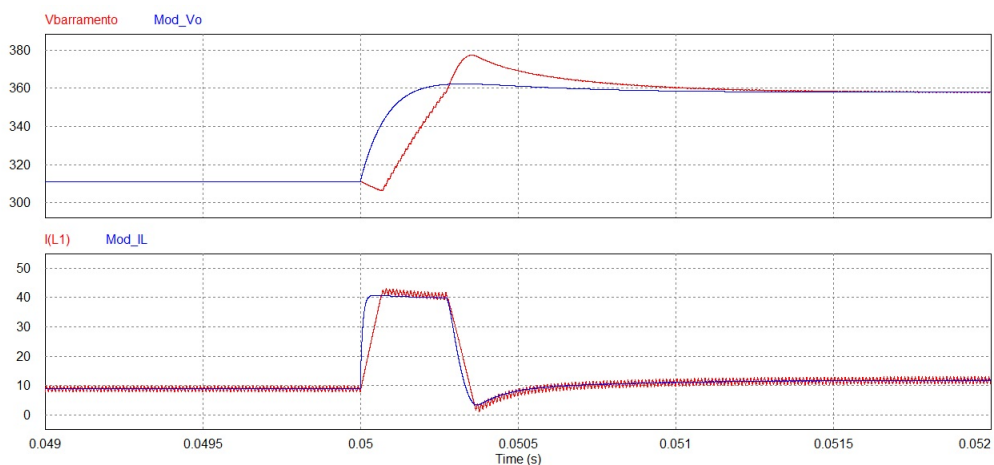
Fonte: Próprio autor.

5.3.4 HPWM funcionando com o conversor completo

Com a validação dos controle de corrente e de tensão, pode-se substituir a carga resistiva pelo VSI. Os resultados para o conversor em estado estacionário estão nas Figuras 81 a 83 e na Tabela 24.

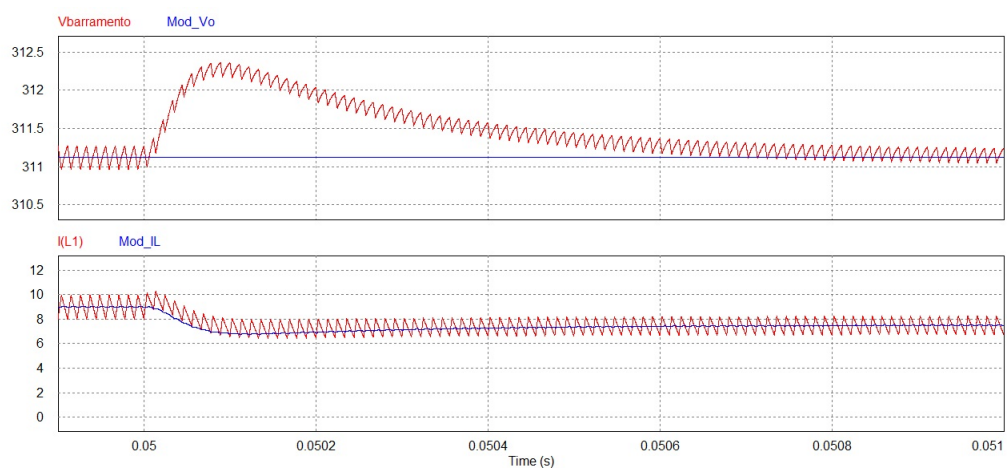
Pode-se observar na Figura 82 que a tensão na carga aparece chaveada em parte do ciclo

Figura 78 – Controle de tensão com degrau de +15% na referência - Conversor com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 79 – Controle de tensão com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor com HPWM.

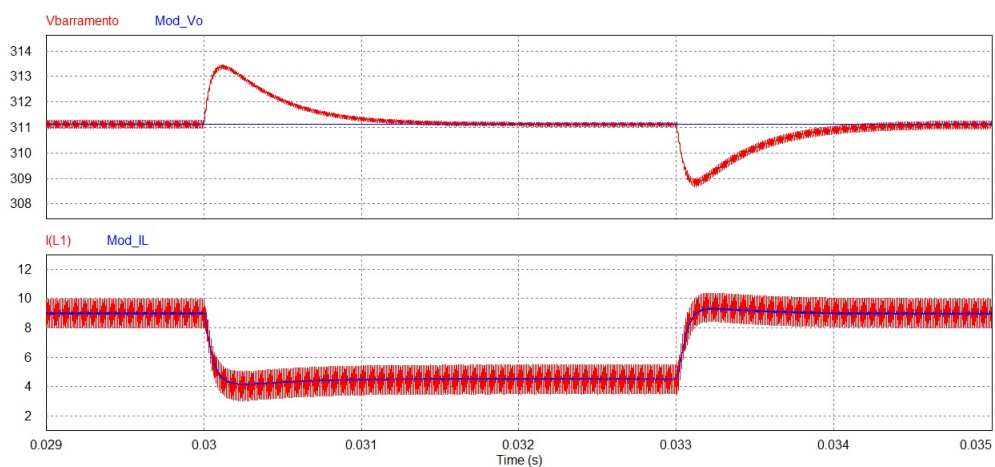


Fonte: Próprio autor.

e suave no resto do ciclo. A tensão é chaveada apenas quando o módulo da tensão na carga é inferior à tensão na entrada (200 V). Quando o módulo da tensão na carga é superior a 200 V, é o instante em que se interrompe o chaveamento do VSI e se executa a ação do *boost*.

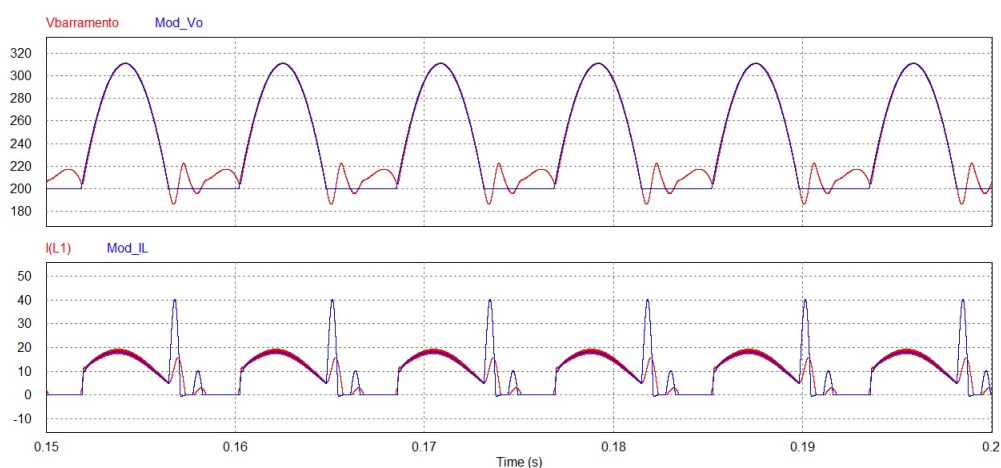
Há uma certa ondulação do valor da tensão no instante de atuação do VSI, que deveria ser fixo em 200 V, porque a tensão no barramento não consegue se estabilizar totalmente quando o *boost* está desligado. Isso ocorre porque, nesse caso, não há atuação do controle e somente há o amortecimento natural do circuito. Como o período entre descarga e carga é muito pequeno, não há tempo suficiente para o barramento se descarregar totalmente.

Figura 80 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor com HPWM com controle cascata.



Fonte: Próprio autor.

Figura 81 – Tensão no barramento e corrente no indutor para o conversor completo funcionando com HPWM.



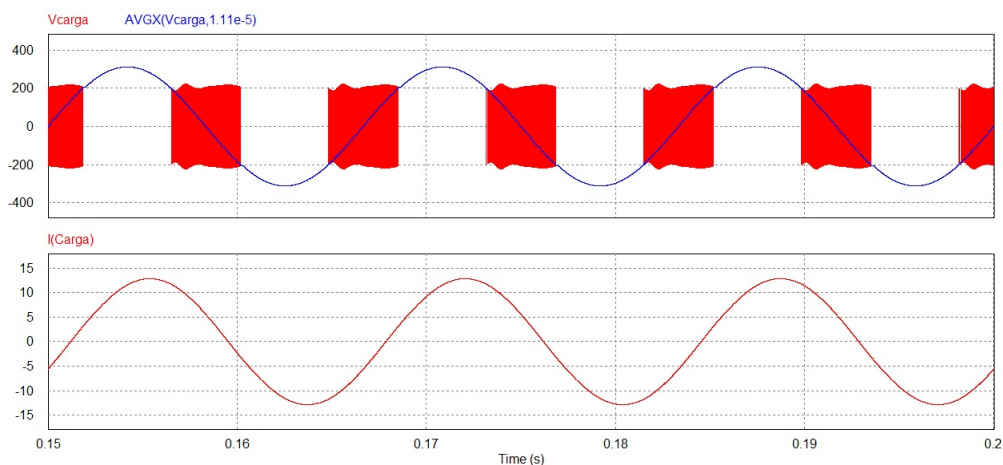
Fonte: Próprio autor.

5.3.4.1 Degrau na referência de tensão

Na Figura 84 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degrau de +15% na referência de tensão. O degrau ocorre após 0,9 s de simulação.

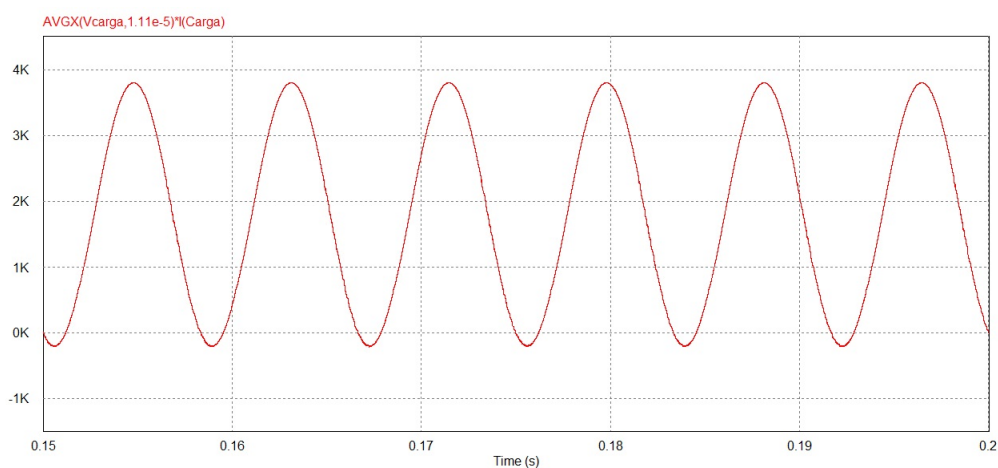
Pode-se perceber que o controle consegue acompanhar o degrau na referência de tensão.

Figura 82 – Tensão e corrente na carga para o conversor completo funcionando com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 83 – Potência instantânea na carga para o conversor completo funcionando com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

5.3.4.2 Degrau na tensão de entrada

Na Figura 85 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para um degrau de +20% na tensão de entrada. O degrau ocorre após 0,9 s de simulação.

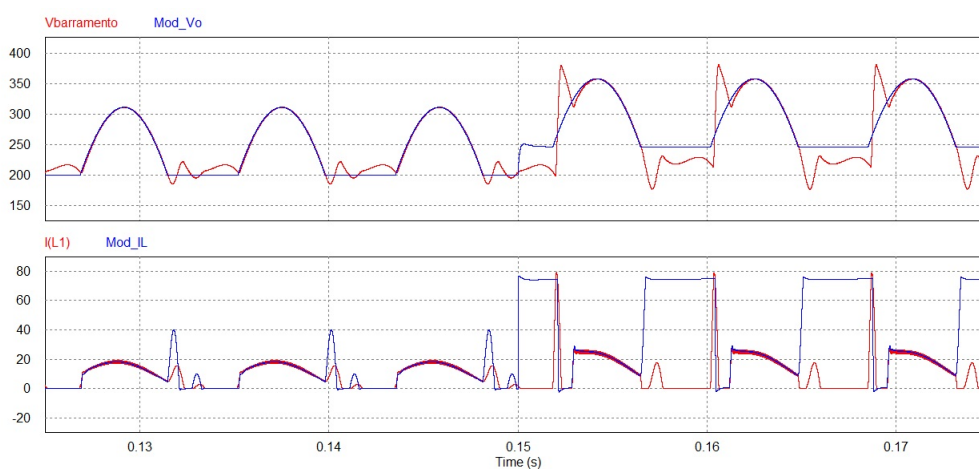
Pode-se perceber que um degrau positivo na tensão de entrada facilita o trabalho do controle, pois a amplitude da tensão desejada no barramento diminui de 111 V (tensão variando de 200 V a 311 V) para 71 V.

Tabela 24 – Valores encontrados na simulação do conversor operando com o HPWM.

Grandeza	Valor
Potência aparente da carga (S)	2,25 kVA
Potência média da carga (P)	1,8 kW
Fator de deslocamento na carga ($\cos\phi$)	0,8
Valor médio da tensão no barramento do VSI (V_{bar_med})	243,7 V
Valor máximo da tensão no barramento do VSI (V_{bar_max})	311,4 V
Valor mínimo da tensão no barramento do VSI (V_{bar_min})	186,0 V
Valor médio da corrente no indutor (I_L)	9,0 A
Tensão na carga (V_o)	247,3 V (Eficaz)
Corrente na carga (I_{carga})	9,08 A (Eficaz)
Valor médio da corrente na entrada do VSI (I_o)	6,8 A

Fonte: Próprio autor.

Figura 84 – Conversor com degrau de +15% na referência de tensão - Conversor completo funcionando com HPWM.



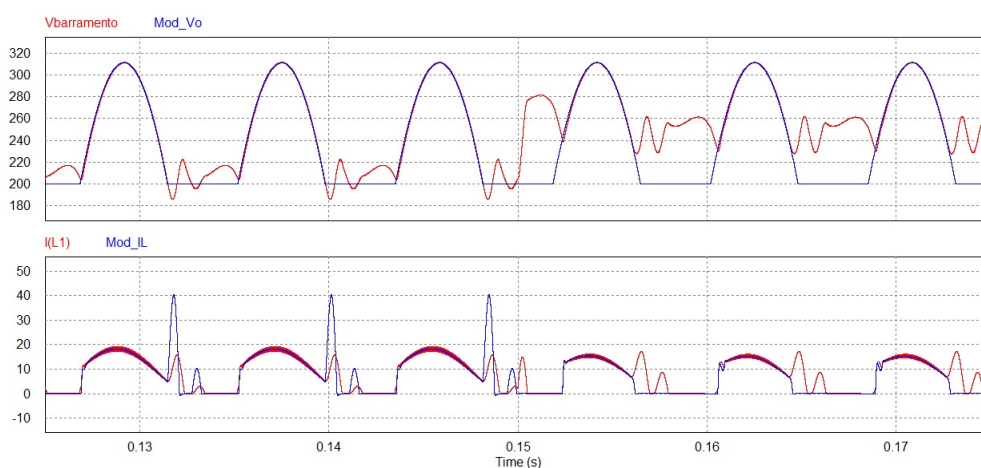
Fonte: Próprio autor.

5.3.4.3 Degrâu na carga

Na Figura 86 são apresentados os resultados da tensão no barramento e da corrente no indutor para degraus na carga do tipo 100%-50%-100% da potência nominal. Os degraus ocorrem em 0,1 s e em 0,15 s de simulação.

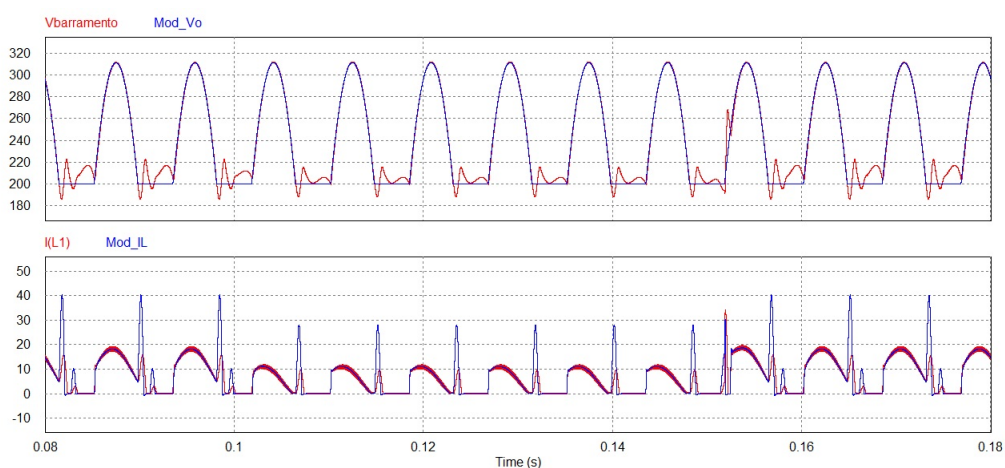
Pode-se perceber que o controle não sofre grande perturbação com um degrâu na carga. Durante a diminuição da carga, a tensão no barramento praticamente não varia, e a corrente do indutor se adapta para metade do seu valor à plena carga.

Figura 85 – Conversor com degrau de +20% na tensão de entrada - Conversor completo funcionando com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 86 – Tensão no barramento e corrente no indutor com degraus na carga - Conversor completo funcionando com HPWM.



Fonte: Próprio autor.

5.4 SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Para que os sistemas fotovoltaicos possam manter o ponto de operação de tensão e de corrente do arranjo fotovoltaico na condição em que é extraída a maior potência possível, é necessária a utilização de algoritmos de seguimento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT), que estão presentes nos controles do fluxo de potência dos sistemas fotovoltaicos (FURTADO, 2016).

A forma como o controle foi projetado é diferente do usual em sistemas fotovoltaicos, nos quais o inversor controla a tensão no barramento do VSI e o *boost* controla a tensão no capacitor de entrada para realizar o MPPT. Assim, para o *boost*, a tensão na saída é considerada

como uma fonte de tensão ideal.

Contudo, neste projeto o *boost* controla a tensão do barramento do VSI e o inversor é responsável por injetar a corrente na rede elétrica. Assim, o inversor controla o nível da corrente injetada na rede e, conseqüentemente, controla o fluxo de potência, controlando indiretamente a tensão do capacitor de entrada. Se a potência injetada for maior do que a produzida, o capacitor se descarrega, caso contrário se carrega.

Ou seja, neste caso como o MMPT deve ser projetado para atuar nos interruptores do VSI, conforme Figura 87. O controle do MPPT faz a leitura da tensão de entrada para atuar nas razões cíclicas dos interruptores do VSI. A utilização do MPPT, juntamente com o seu projeto, foge ao escopo deste trabalho.

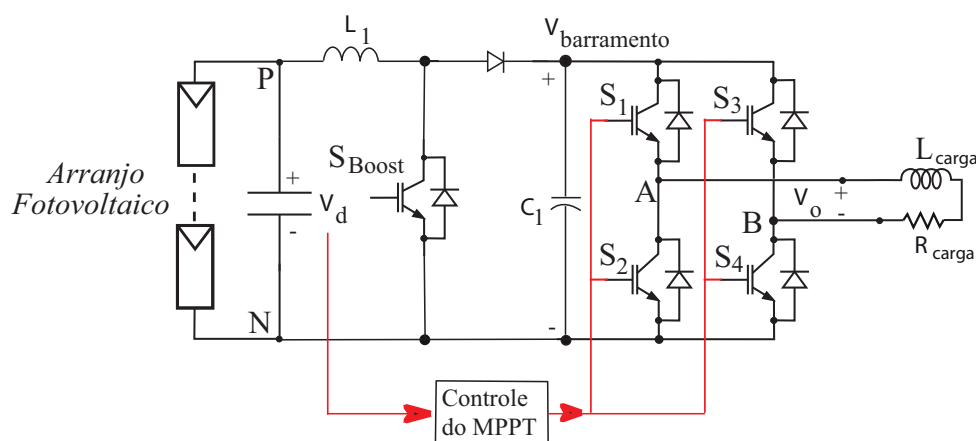
5.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo detalhou o projeto do controle do conversor para funcionar tanto com o PWM clássico como com o HPWM.

O controle adotado, cascata de tensão e corrente, permite controlar a tensão (malha externa) de forma indireta por meio do controle da corrente (malha interna). Essa estratégia foi a adotada, pois a existência de um zero no semiplano direito da planta de tensão por razão cíclica gera instabilidade a partir de um determinado valor de ganho. O controle em cascata elimina o zero no semiplano direito, o que vem a facilitar o controle.

Para o PWM clássico, o controle de corrente é projetado idealmente para ter banda de passagem igual a $f_s/4$ (22,5 kHz), enquanto o controle de tensão é projetado a 12 Hz para ser uma década mais lento do que a ondulação da tensão do barramento (120 Hz). Contudo, devido ao atraso de fase, o controle de corrente é projetado para $f_s/10$ (9 kHz). Já para funcionar o

Figura 87 – Esquema do conversor para operar com MPPT.



Fonte: Próprio autor.

HPWM é necessário que o controle de tensão seja rápido para que a sua banda de passagem seja suficiente para reproduzir a ondulação de tensão desejada no barramento. Sua banda de passagem foi projetada para $f_s/40$ (2,25 kHz).

Com o projeto do controle, é possível fazer análise dos resultados encontrados de distorção harmônica e de corrente de fuga. O próximo capítulo trata dos resultados do conversor.

6 RESULTADOS

Este capítulo apresenta e comenta os resultados obtidos no conversor fotovoltaico, tanto para o PWM clássico, quanto para o HPWM.

São verificados os parâmetros críticos para validação de acordo com as normas técnicas, que são a corrente de fuga e a distorção harmônica total (DHT). Por fim, é realizada uma montagem experimental para verificar o funcionamento e os resultados do conversor.

O capítulo apresenta uma comparação entre as duas técnicas de modulação estudadas a fim de que possam ser levantados os pontos fortes e fracos de cada uma das técnicas.

6.1 CORRENTE DE FUGA

Para fazer a simulação da corrente de fuga, foi utilizado como referência o procedimento descrito por Figueredo (FIGUEREDO, 2015), que considera a possibilidade de fuga devido a uma capacitância parasita de 300 nF, e a resistência de aterramento igual a 5 Ω .

Como é necessária a utilização de filtro para conexão do conversor com a rede, foi estabelecida como metodologia a verificação em simulação do menor valor de indutância para um filtro do tipo L, conforme a Figura 3, para que o conversor atendesse à especificação da norma IEC 62109-2/2011, que estabelece o limite do valor eficaz em 300 mA para a corrente de fuga. Adicionalmente, é verificado o valor do filtro para que o conversor atenda às recomendações do relatório técnico da SMA (SMA, 2014), que recomenda que o valor eficaz não ultrapasse 50 mA.

6.1.1 PWM clássico

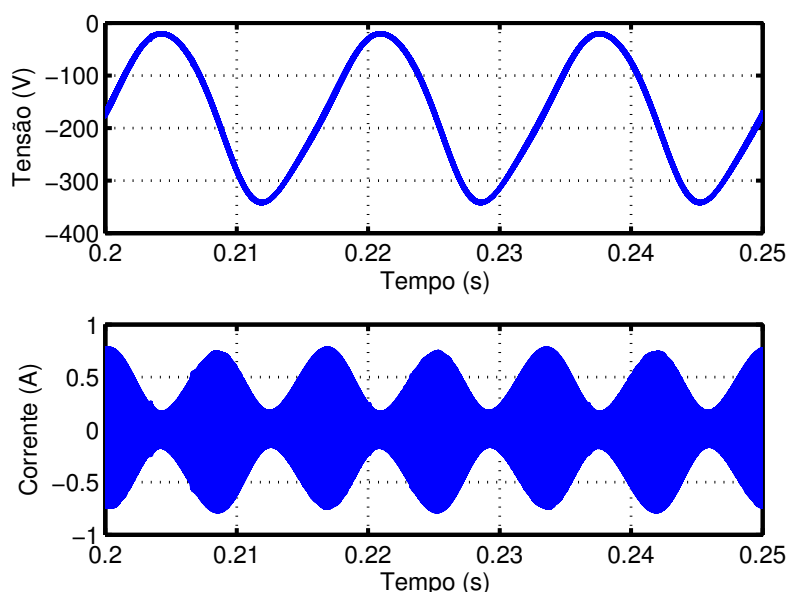
Para obedecer à IEC 62109-2/2011, foi verificado que ao colocar dois indutores de 625 μH em série com a carga (filtro L), o valor eficaz da corrente de fuga é igual a 295 mA com valor de pico igual a 780 mA. Na Figura 88 está a tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e a corrente de fuga para o conversor operando com o PWM clássico e filtro de 625 μH .

Para obedecer à recomendação do relatório técnico da SMA, foi verificado que ao colocar um filtro L de 3,5 mH, o valor eficaz da corrente de fuga é igual a 48,6 mA com valor de pico igual a 142 mA. Na Figura 89 está a tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e a corrente de fuga para o conversor com o filtro de 3,5 mH.

6.1.2 HPWM

Nas Figuras 90 e 91 estão a tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e a corrente de fuga para o conversor operando com o HPWM. Ao utilizar um filtro de 280 μH ,

Figura 88 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o PWM clássico com filtro de $625 \mu\text{H}$.



Fonte: Próprio autor.

foi encontrado um valor eficaz de 299 mA para a corrente de fuga e 1,1 A de valor de pico. Ao utilizar um filtro de 1,7 mH, o valor eficaz é igual a 49 mA e o valor de pico igual a 183 mA.

Comparando-se as duas técnicas de modulação, o HPWM diminuiu a indutância necessária do filtro L para atender às exigências de corrente de fuga em aproximadamente metade do valor.

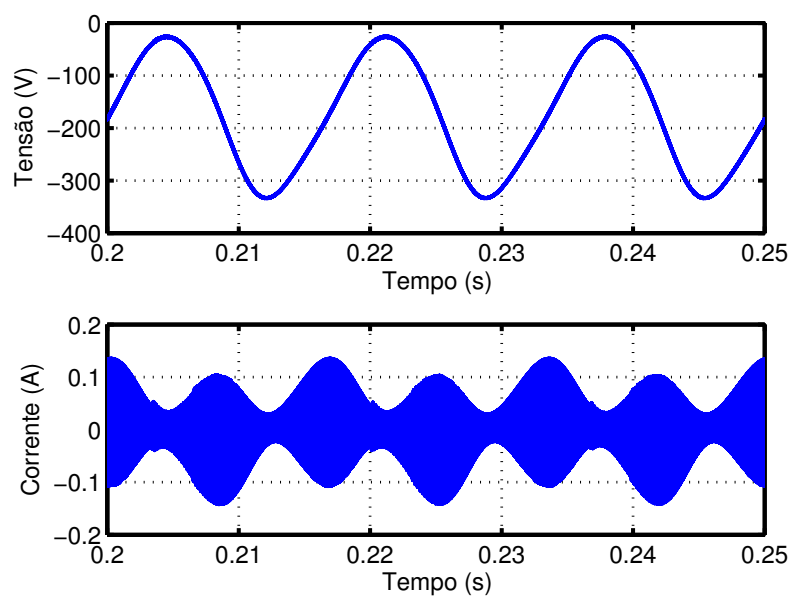
6.2 DHT

O *software* PSIM[®] calculou para o conversor operando com o PWM clássico a DHT de 2,41% na corrente da carga. Já o HPWM apresentou 0,3% de DHT de corrente. Como as norma NBR 16149/2013 e a IEC 61727/2004 estabelecem como limite de 5% para o DHT de corrente, ambas as técnicas apresentaram baixos valores de distorção harmônica, estando dentro dos limites estipulados.

Com relação à DHT de tensão, o PWM clássico registrou 3,86%, enquanto o híbrido apresentou 0,57%.

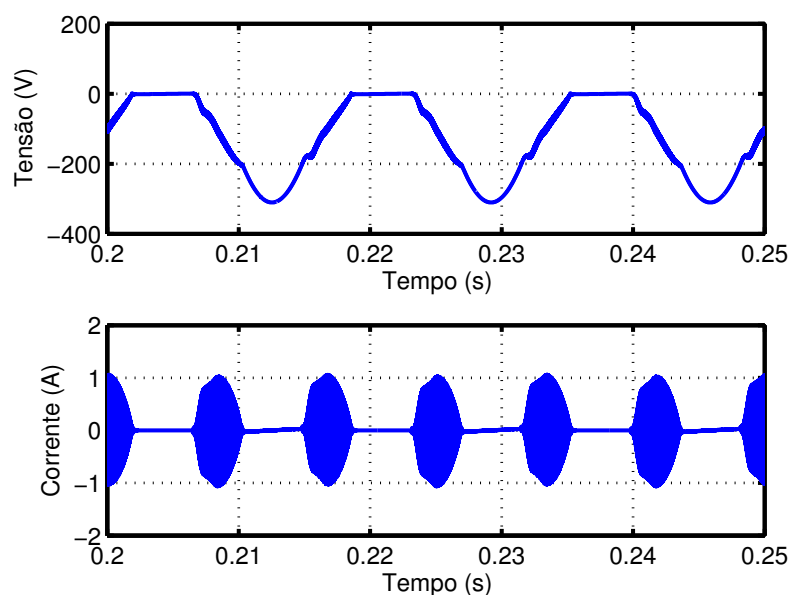
Apesar do HPWM ter conseguido um valor 8 vezes menor da DHT de corrente, não é preferível neste trabalho fazer a comparação quantitativa da DHT, pois seria possível otimizar a operação do conversor em PWM clássico para conseguir um valor menor de DHT. Com isso, preocupou-se apenas em ambos estarem dentro dos 5% estabelecidos nas normas técnicas.

Figura 89 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o PWM clássico com filtro de 3,5 mH.



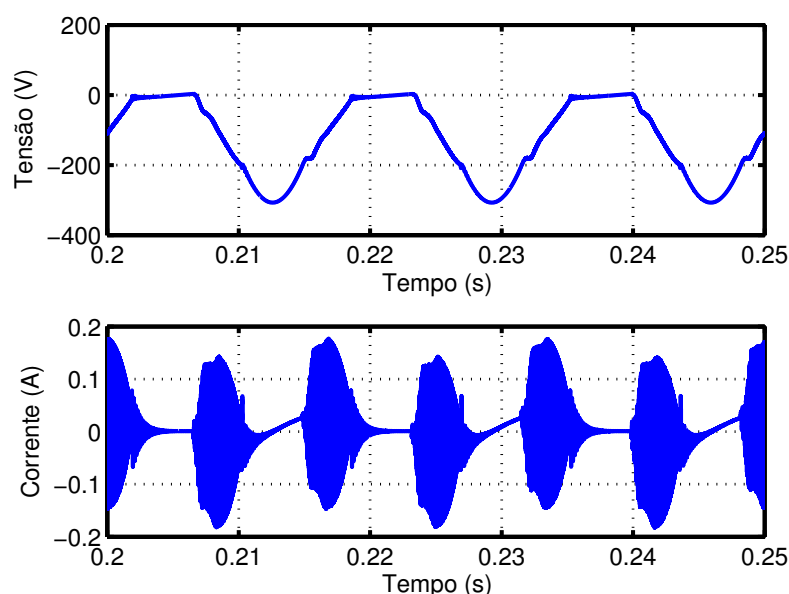
Fonte: Próprio autor.

Figura 90 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o HPWM com filtro de 280 μ H.



Fonte: Próprio autor.

Figura 91 – Tensão acumulada nos terminais da capacitância parasita e corrente de fuga para o HPWM com filtro de 1,7 mH.



Fonte: Próprio autor.

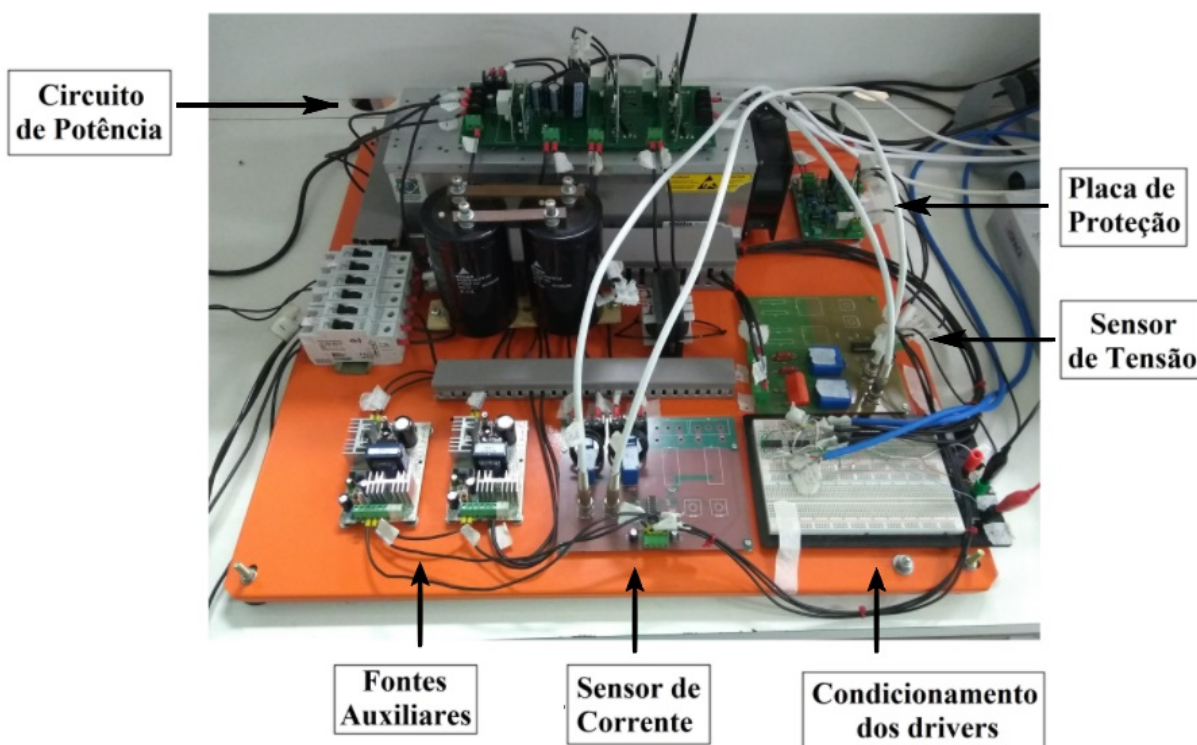
6.3 MONTAGEM EXPERIMENTAL

Para verificar na prática os resultados obtidos nas simulações, é realizada a montagem do protótipo do conversor, que pode ser visto na Figura 92. Pode-se observar ao centro os capacitores de entrada (que são utilizados apenas quando operando com o HPWM), que se encontram à direita dos disjuntores para manobra e à esquerda do indutor do circuito de potência. No canto direito e abaixo estão as placas para medição de tensão e de corrente, e também as fontes para alimentação dos *drivers* e das placas de medição. No canto superior direito está uma placa de proteção que desliga os sinais de gatilho dos *drivers* caso a tensão do barramento alcance valores muito altos. Há também uma *proto-board* na qual é feito o condicionamento dos sinais dos *drivers*.

Acima está o circuito de potência, montado sobre o dissipador, que pode ser visto também na Figura 93. Os *drivers* estão conectados na placa de potência.

O conversor é conectado no dSPACE[®] para gerar os sinais dos interruptores. O dSPACE[®] recebe um código escrito em linguagem MATLAB[®] e faz o controle digital, podendo operar tanto com o PWM clássico como com o HPWM. Como o dSPACE[®] trabalha com lógica TTL (+5V e 0V) e os *drivers* com lógica CMOS (+15V e 0V), é necessário um estágio de condicionamento em que o sinal em TTL é convertido para CMOS. O condicionamento é feito no circuito montado na *proto-board*.

Figura 92 – Protótipo do conversor fotovoltaico. Acima: circuito de potência; ao centro: capacitores de entrada do modo HPWM e o indutor do circuito de potência; à esquerda: disjuntores para manobra; abaixo e à direita: fontes auxiliares, placas para medição de tensão e de corrente, condicionamento dos *drivers* e placa de proteção do barramento.



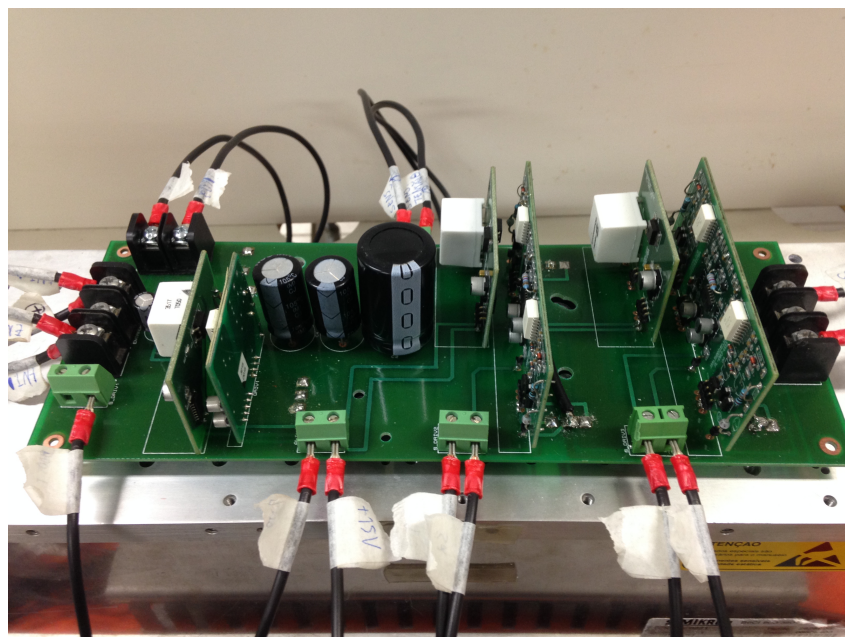
Fonte: Próprio autor.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o protótipo em funcionamento, foi observado um ruído na aquisição de dados pelo dSPACE[®]. Tal ruído, apesar de aparecer na tela do dSPACE[®], não representa um comportamento do circuito real, pois não aparece na medição realizada pelo osciloscópio. Contudo, percebeu-se que poderia ser diminuída a amplitude do ruído diminuindo-se a frequência de chaveamento. Então, decidiu-se reduzir a frequência de chaveamento para 20 kHz, o que, infelizmente, acabou reduzindo a banda de passagem dos controladores. Por outro lado, foi possível, sem afetar os controladores, aplicar filtros digitais passa-baixas de 1 kHz de frequência de corte na medição das variáveis em que atuam os controladores (na tensão do barramento e na corrente do indutor) para atenuar o efeito do ruído. As Figuras 94 e 95 comparam o ruído na aquisição de dados para o conversor operando em 90 kHz e em 20 kHz.

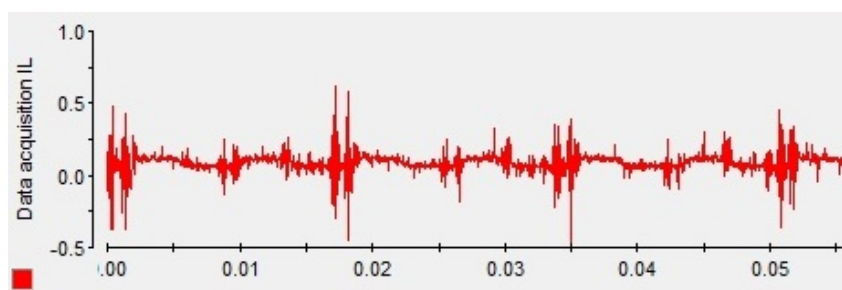
Apesar da diminuição do ruído na aquisição de dados, ainda houve o aparecimento de ruído referente à interferência eletromagnética, o que comprometeu bastante a obtenção dos resultados. Como, após muitas tentativas, não foi possível eliminar a fonte do ruído, foi decidido trabalhar com valores menores de potência, tensão e corrente para evitar que surtos causados pelo ruído danificassem os componentes do circuito de potência. As condições operacionais do

Figura 93 – Circuito de potência do conversor fotovoltaico. Ao centro estão os capacitores do barramento, à esquerda o *driver* do boost com sua fonte auxiliar, à direita os *drivers* duplos do VSI com suas fontes auxiliares.



Fonte: Próprio autor.

Figura 94 – Detalhe mostrando o ruído na aquisição da corrente no indutor para o conversor operando em 90 kHz.



Fonte: Próprio autor.

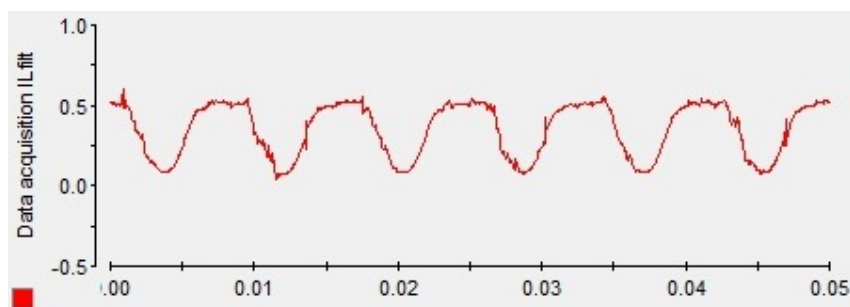
conversor com o PWM clássico estão na Tabela 25.

6.4.1 Resultados com PWM clássico

Nas Figuras 96 a 100 encontram-se os resultados obtidos para o PWM clássico. Foram utilizadas, na maioria dos gráficos, as escalas de tensão como 200 V/divisão, as de corrente 2 A/divisão, e a de tempo como 5 ms/divisão.

Na Figura 96 estão a corrente no indutor, a tensão no barramento, a tensão e a corrente na carga para o conversor com PWM clássico. Na Figura 97, para se observar os valores médios e eficazes, foram aplicados filtros de 10 kHz na corrente do indutor e na na tensão da carga e de 40 kHz na corrente da carga (que está na escala de 1 A/divisão).

Figura 95 – Detalhe mostrando pouco ruído na aquisição da corrente no indutor para o conversor operando em 20 kHz com filtro digital de 1 kHz.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 25 – Condições operacionais do conversor com o PWM clássico.

Grandeza	Valor
Potência aparente da carga (S)	98 VA
Potência média da carga (P)	96 W
Resistência da carga (R_{carga})	242 Ω
Indutância da carga (L_{carga})	128 mH
Tensão na carga (V_o)	110 V (eficaz)
Fonte de tensão c.c. do <i>boost</i> (V_d)	120 V
Tensão no barramento de entrada do VSI (V_{bar})	200 V
Frequência de chaveamento do conversor (f_s)	20 kHz
Frequência da rede - saída do VSI - (f_{rede})	60 Hz
Valor médio da corrente no indutor (I_L)	800 mA
Razão cíclica do <i>boost</i> em malha aberta (D)	0,4
Índice de modulação em amplitude do VSI (m_a)	0,7

Fonte: Próprio autor.

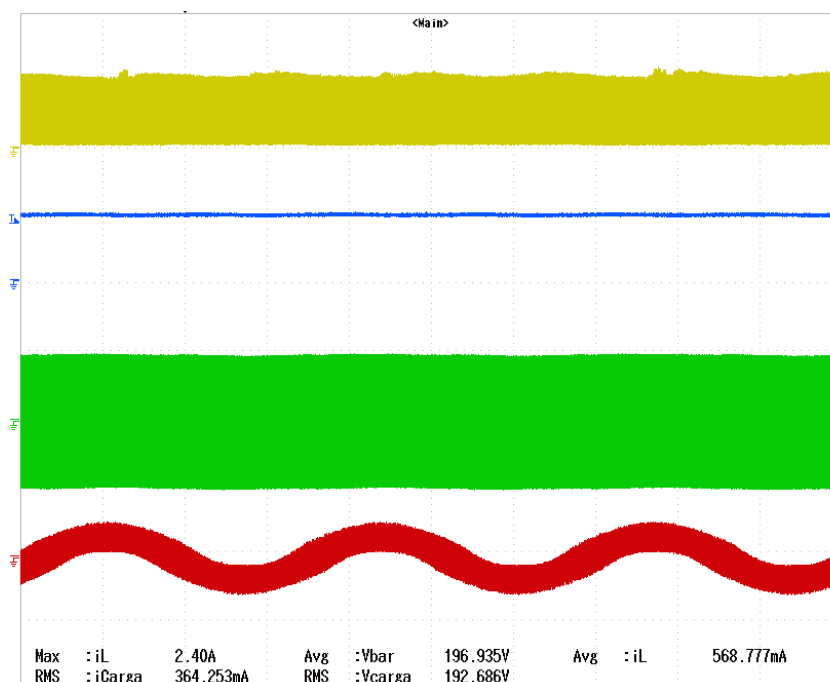
Na Figura 98 é desabilitado o controle de tensão e aplicado um degrau de 250 mA para 500 mA na referência de corrente. A escala temporal é de 50 ms/divisão. A corrente demora cerca de 100 ms para se estabilizar.

Nas Figuras 99 e 100 são aplicados, respectivamente, degraus de 150 V para 200 V e de 200 V para 150 V. A escala temporal é de 10 ms/divisão na Figura 99, de 20 ms/divisão na Figura 100, e a escala de tensão no barramento é de 50 V/divisão. Pode-se observar a tensão se estabilizando entre 40 ms e 50 ms na subida e em cerca de 80 ms na descida.

Na Tabela 26 estão os valores experimentais obtidos para o conversor operando com o PWM clássico.

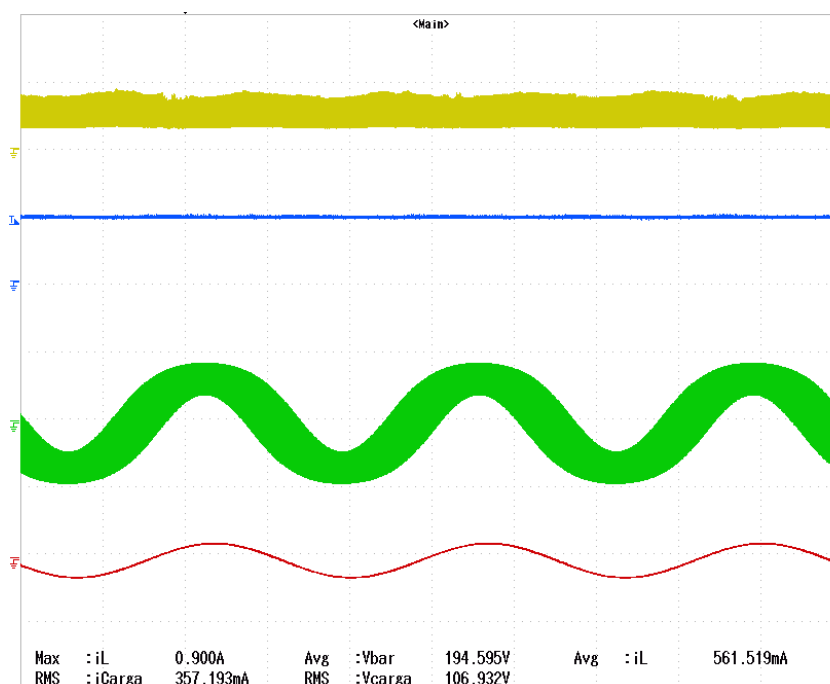
Uma observação foi que, devido às condições de funcionamento (menores valores de corrente, de tensão e de frequência), o conversor operou no modo de condução descontínua, o que pode ser observado na Figura 101. A escala temporal é de 20 μ s/divisão.

Figura 96 – Corrente no indutor (amarelo), tensão no barramento (azul), tensão (verde) e corrente na carga (vermelho) para o conversor com PWM clássico.



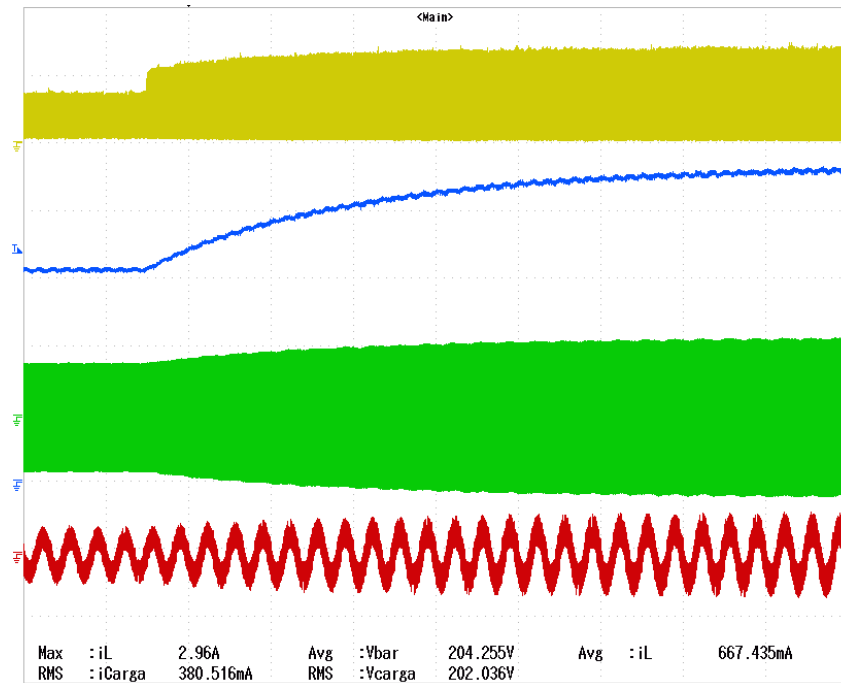
Fonte: Próprio autor.

Figura 97 – Valores médios da corrente no indutor e da tensão no barramento; valores eficazes da tensão e da corrente na carga para o conversor com PWM clássico.



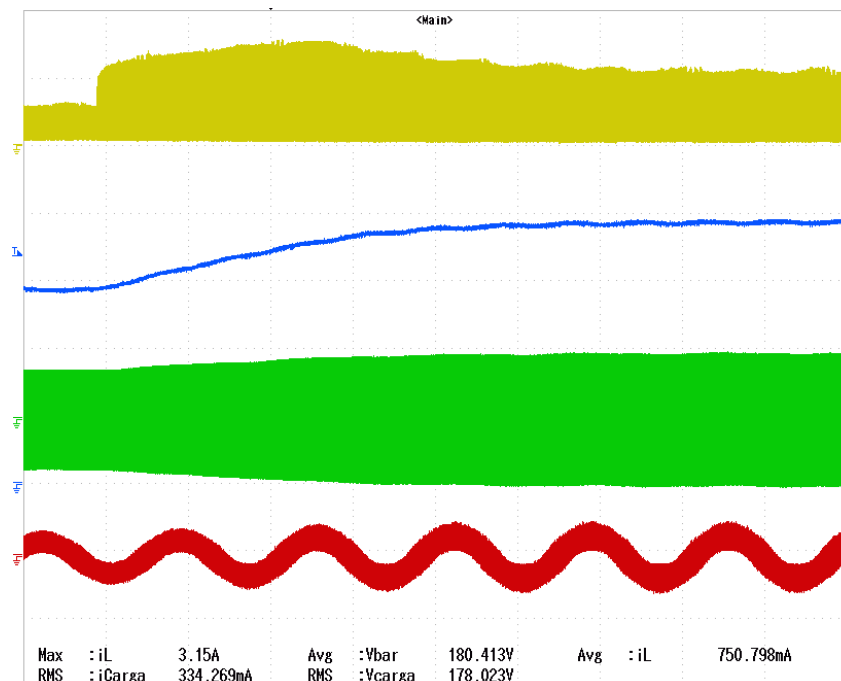
Fonte: Próprio autor.

Figura 98 – Degrau de 250 mA para 500 mA na referência de corrente para o conversor com PWM clássico.



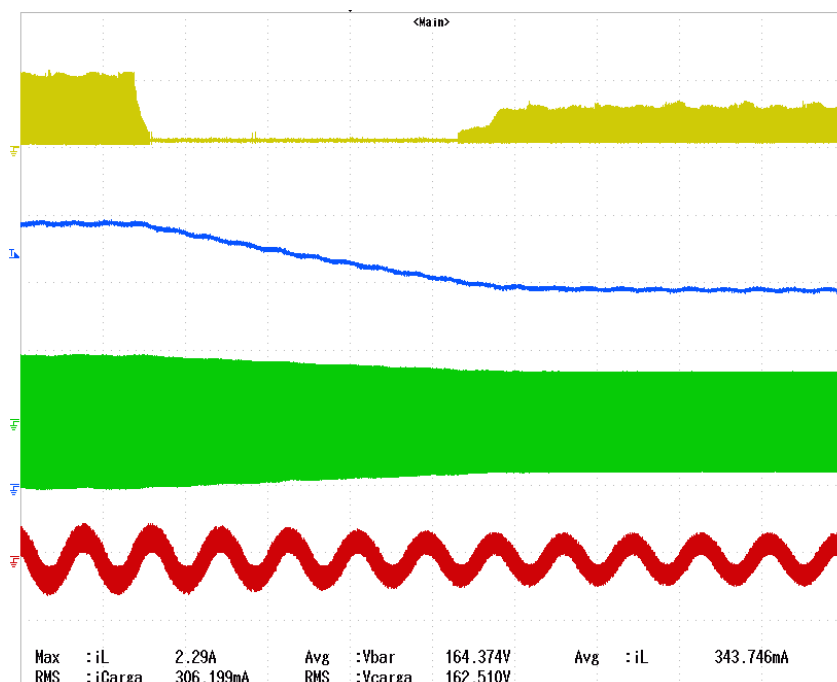
Fonte: Próprio autor.

Figura 99 – Degrau de 80 V para 100 V na referência de tensão para o conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Figura 100 – Degrau de 100 V para 80 V na referência de tensão para o conversor com PWM clássico.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 26 – Valores experimentais do conversor com o PWM clássico.

Grandeza	Valor
Tensão no barramento do VSI (V_{bar})	194,6 V
Valor médio da corrente no indutor (I_L)	561 mA
Ondulação da corrente no indutor (ΔI_L)	2,4 A
Tensão na carga (V_o)	106,9 V (Eficaz)
Corrente na carga (I_{carga})	357 mA (Eficaz)

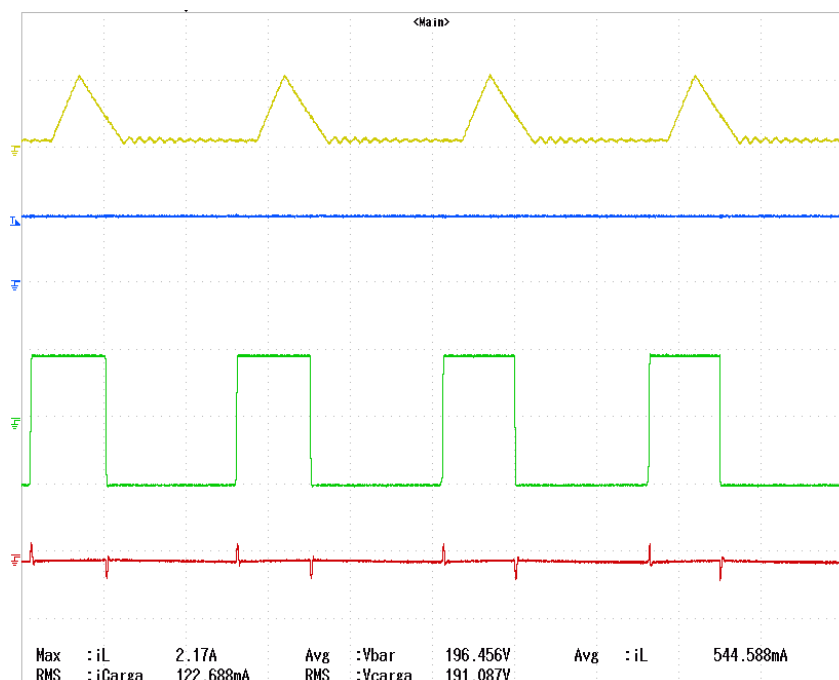
Fonte: Próprio autor.

6.4.2 Resultados com HPWM

As condições operacionais para o conversor funcionando com HPWM estão na Tabela 27. Nas Figuras 102 a 104 encontram-se os resultados obtidos para o HPWM em malha fechada. As escalas são de 100 V/divisão para a tensão do barramento, 200 V/divisão para a tensão da carga, 2 A/divisão para a corrente do indutor, 1 A/divisão de corrente da carga e 5 ms/divisão para o tempo.

Na Figura 102 estão a corrente no indutor, a tensão no barramento, a tensão e a corrente na carga, enquanto que na Figura 103 estão os valores médios e eficazes que foram obtidos ao se aplicar filtros de 10 kHz na corrente do indutor, na tensão e na corrente da carga. A escala da tensão do barramento é de 50 V/divisão.

Figura 101 – Detalhe mostrando o conversor operando com PWM clássico em modo de condução descontínua.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 27 – Condições operacionais do conversor com o HPWM.

Grandeza	Valor
Potência aparente da carga (S)	98 VA
Potência média da carga (P)	96 W
Resistência da carga (R_{carga})	242 Ω
Indutância da carga (L_{carga})	128 mH
Tensão na carga (V_o)	110 V (eficaz)
Fonte de tensão c.c. do <i>boost</i> (V_d)	120 V
Tensão no barramento de entrada do VSI (V_{bar})	155,6 V
Frequência de chaveamento do conversor (f_s)	20 kHz
Frequência da rede - saída do VSI - (f_{rede})	60 Hz
Razão cíclica do <i>boost</i> em malha aberta (D)	0,23
Índice de modulação em amplitude do VSI (m_a)	1,0

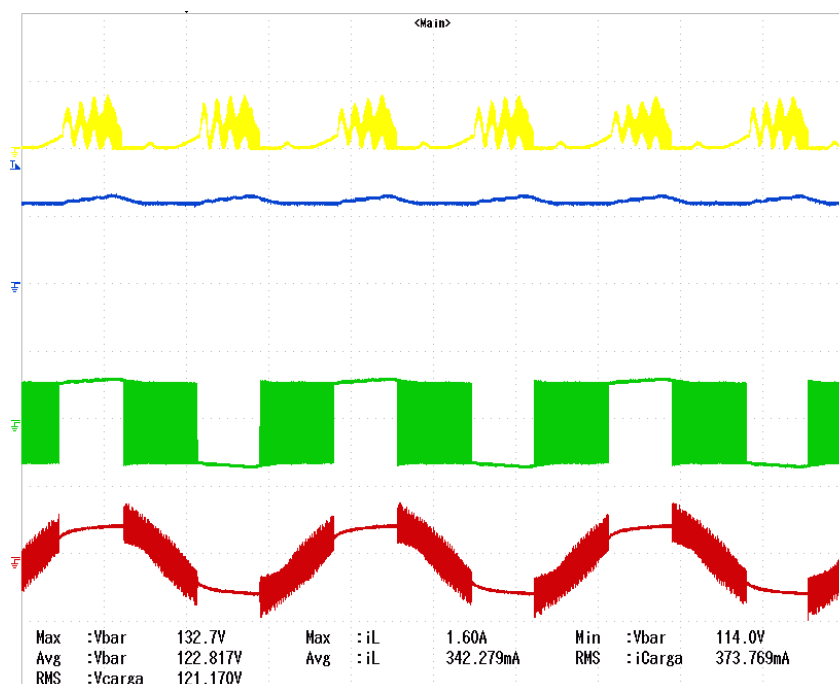
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 104 é desabilitado o controle de tensão e aplicado um degrau de 500 mA para 1 A na referência de corrente. A escala temporal é de 10 ms/divisão. A corrente demora cerca de 70 ms para se estabilizar.

Na Tabela 28 estão os valores experimentais obtidos para o conversor operando com o HPWM em malha fechada.

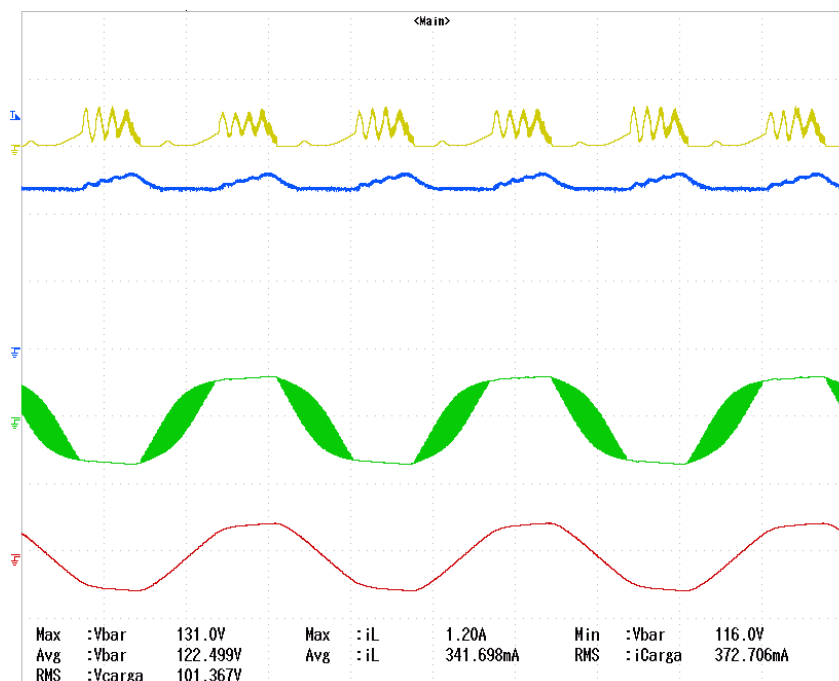
Pode-se observar pelos resultados que o controle do HPWM apresentou bastante

Figura 102 – Corrente no indutor (amarelo), tensão no barramento (azul), tensão (verde) e corrente na carga (vermelho) para o conversor com HPWM em malha fechada.



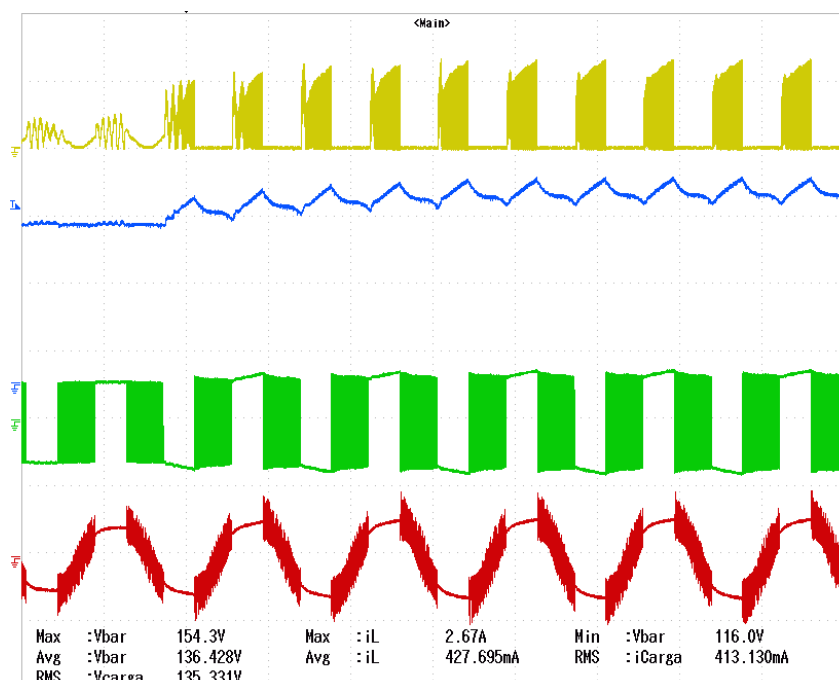
Fonte: Próprio autor.

Figura 103 – Valores médios da corrente no indutor e da tensão no barramento; valores eficazes da tensão e da corrente na carga para o conversor com HPWM em malha fechada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 104 – Degrau de 500 mA para 1 A na referência de corrente para o conversor com HPWM em malha fechada.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 28 – Valores experimentais do conversor com o HPWM em malha fechada.

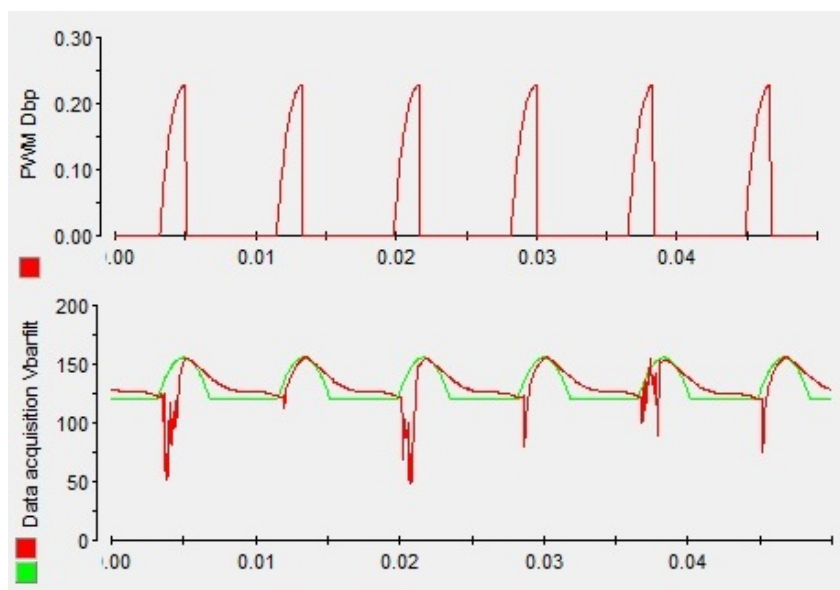
Grandeza	Valor
Tensão máxima no barramento do VSI (V_{bar})	132,7 V
Tensão mínima no barramento do VSI (V_{bar})	114,0 V
Valor médio da corrente no indutor (I_L)	342 mA
Ondulação da corrente no indutor (ΔI_L)	1,6 A
Tensão na carga (V_o)	101,4 V (Eficaz)
Corrente na carga (I_{carga})	373 mA (Eficaz)

Fonte: Próprio autor.

dificuldade em seguir a referência de tensão devido à redução da banda de passagem. Então, para demonstrar o funcionamento do conversor, foram obtidos resultados em malha aberta, em que foi gerada uma referência pulsada para a razão cíclica do interruptor do *boost* de forma que a tensão no barramento apresentasse um comportamento semelhante ao da referência de tensão quando o conversor opera em malha fechada. Na Figura 105 estão a razão cíclica gerada e tensão no barramento para o HPWM em malha aberta.

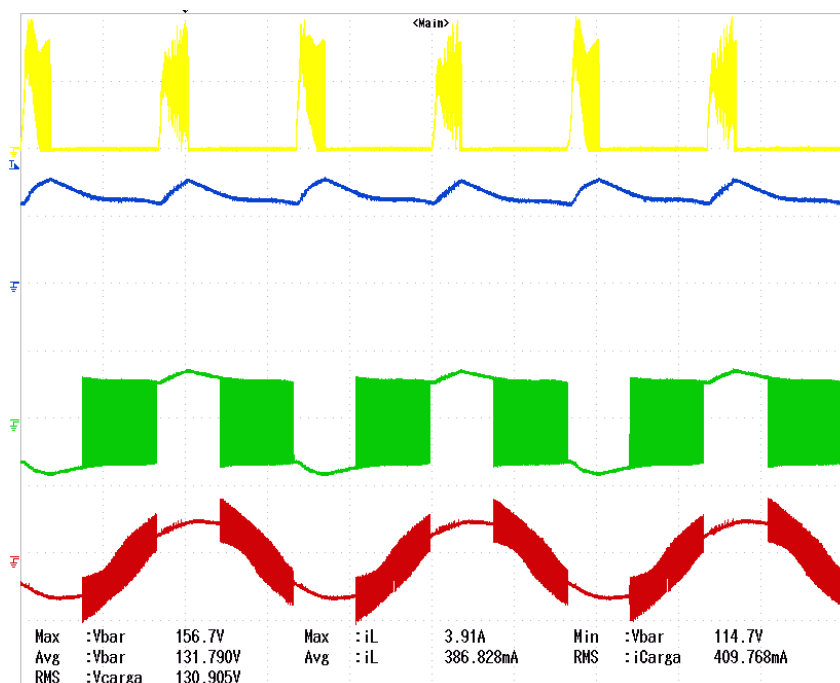
Nas Figuras 106 e 107 encontram-se os resultados obtidos para o HPWM em malha aberta. Na Figura 106 estão a corrente no indutor, a tensão no barramento, a tensão e a corrente na carga, enquanto que na Figura 107 estão os valores médios e eficazes que foram obtidos ao se aplicar filtros de 10 kHz na corrente do indutor, na tensão e na corrente da carga.

Figura 105 – Acima: razão cíclica gerada; Abaixo: tensão no barramento (vermelho) e forma de tensão desejada (verde) para o conversor com HPWM em malha aberta.



Fonte: Próprio autor.

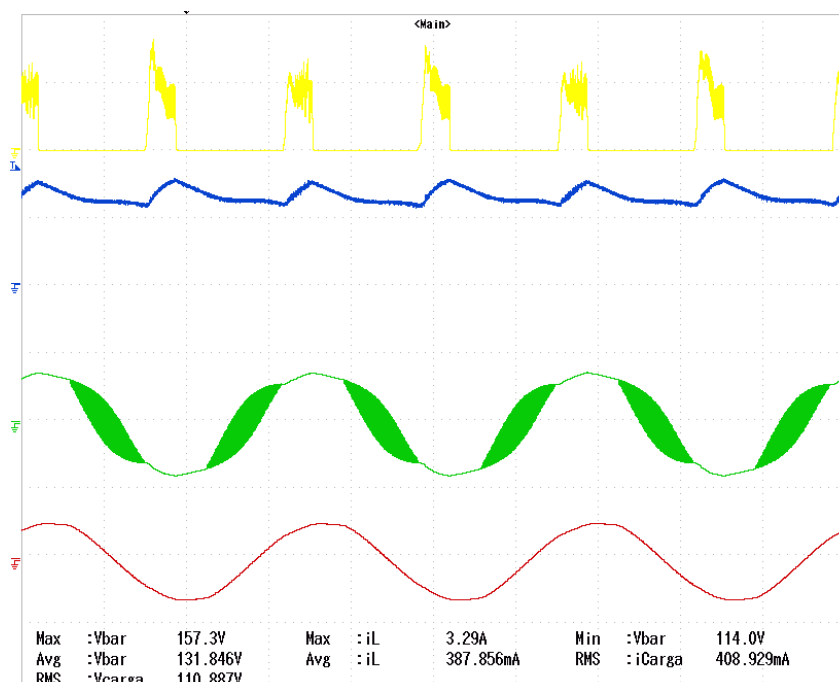
Figura 106 – Corrente no indutor (amarelo), tensão no barramento (azul), tensão (verde) e corrente na carga (vermelho) para o conversor com HPWM em malha aberta.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 29 estão os valores experimentais obtidos para o conversor operando com o HPWM em malha aberta.

Figura 107 – Valores médios da corrente no indutor e da tensão no barramento; valores eficazes da tensão e da corrente na carga para o conversor com HPWM em malha aberta.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 29 – Valores experimentais do conversor com o HPWM em malha aberta.

Grandeza	Valor
Tensão máxima no barramento do VSI (V_{bar})	157,3 V
Tensão mínima no barramento do VSI (V_{bar})	114,0 V
Valor médio da corrente no indutor (I_L)	388 mA
Ondulação da corrente no indutor (ΔI_L)	2,4 A
Tensão na carga (V_o)	110,9 V (Eficaz)
Corrente na carga (I_{carga})	409 mA (Eficaz)

Fonte: Próprio autor.

6.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os principais resultados obtidos no conversor. A técnica proposta, HPWM, apresentou menor exigência de filtro L para a corrente de fuga ficar de acordo com o estabelecido na IEC 62109-2/2011. Tanto para se adequar a IEC 62109-2 (300 mA), como para seguir as recomendações do relatório técnico da SMA (50 mA), o HPWM exigiu filtros de aproximadamente metade da indutância em relação ao PWM clássico. Além disso, o HPWM apresentou ótimos resultados de DHT de corrente e de tensão.

Por outro lado, os resultados experimentais foram bastante comprometidos pelo aparecimento de ruído referente à interferência eletromagnética e também na aquisição de

dados. Por isso, foi decidido realizar o experimento com valores reduzidos de potência, tensão, corrente e frequência de chaveamento para evitar que surtos causados pelo ruído danificassem os componentes do circuito de potência. Contudo, foi possível demonstrar experimentalmente o funcionamento do conversor, assim como dos controladores de corrente e de tensão.

O controle do HPWM teve dificuldade em seguir a referência de tensão devido à redução da banda de passagem. Contudo, foi possível obter resultados do conversor em malha aberta, em que foi gerada uma referência pulsada para a razão cíclica do interruptor do *boost* de forma que a tensão no barramento apresentasse um comportamento semelhante ao da referência de tensão quando o conversor opera em malha fechada.

Apesar de ser mais complexo, o HPWM apresentou vantagens em relação ao PWM clássico em alguns pontos, como na corrente de fuga, no DHT e no esforço de tensão dos interruptores do VSI. Dependendo das necessidades de projeto, uma técnica pode ser preferível a outra.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O crescimento da utilização da energia solar vem impulsionando o desenvolvimento de conversores mais compatíveis com as suas necessidades. A busca por melhor rendimento atrelada à obediência às normas técnicas e aos parâmetros de qualidade energética possibilita a experimentação de novas topologias de conversores e de novas técnicas de modulação.

Este trabalho tem como objetivo o estudo de conversores e de técnicas de modulação para aplicação em sistemas fotovoltaicos, o projeto de um conversor fotovoltaico e a proposta de uma técnica de modulação híbrida para utilização no conversor projetado.

No Capítulo 2 foram comentadas as principais normas para sistemas fotovoltaicos, com ênfase no que trata o inversor em sistemas sem transformador em microgeração, visto que o projeto do conversor se encaixa nesse perfil. Existem diversas normas de diferentes padrões, mas, devido ao fato dos conversores serem comercializados internacionalmente, as normas costumam concordar entre si em diversos pontos - ou, pelo menos, apresentam limites similares. Além disso, como a energia solar se desenvolveu pioneiramente em alguns países (como a Alemanha), as suas normas serviram como base para elaboração nos demais países. Por isso, na ausência de uma norma ABNT, é preferível a orientação por uma norma internacional IEC ou por uma norma alemã VDE.

Nesse capítulo foi percebido que a maioria das especificações das normas não é crítica para as topologias de conversores que costumam ser utilizados para tal fim. Contudo, deve-se ter atenção com a corrente de fuga e a DHT de corrente pois, dependendo das características do conversor, o conversor pode ser reprovado nesses pontos.

O capítulo 3 explanou sobre os conversores *boost* e VSI, e as técnicas de modulação por largura de pulso clássicas e híbrida. A topologia *boost* + VSI é utilizada na maioria dos conversores fotovoltaicos pela necessidade de ter um estágio de ganho e um estágio de inversão. Nesse capítulo é sugerida uma técnica híbrida que envolve tanto a modulação por amplitude, como a modulação por largura de pulso. Essa técnica, apesar de aumentar a complexidade do controle por exigir a sincronia dos interruptores do *boost* e do VSI, surge como uma possibilidade para diminuir o esforço de tensão nos interruptores, a quantidade de chaveamentos e suas perdas energéticas.

O capítulo 4 explicou o projeto do conversor. Como as técnicas de modulação clássicas e híbridas apresentam exigências diferentes, foi necessário um projeto de conversor para cada técnica de modulação. Contudo, para possibilitar uma comparação entre as técnicas, foram realizadas as mínimas modificações possíveis para que o conversor, ao operar em ambos os modos, aproveitasse o máximo de componentes entre si.

O projeto previu que o HPWM apresenta o inconveniente de necessitar de grandes

capacitores na entrada (cerca de 3 mil vezes maior que os do PWM clássico) para evitar que a ondulação da corrente no indutor retorne para os painéis fotovoltaicos. Por outro lado, o HPWM conseguiu ótimos resultados com relação às perdas por conseguir reduzir os esforços de tensão nos interruptores do VSI, as perdas por bloqueio no VSI e o número de comutações no conversor (pois parte do tempo atua o VSI e parte do tempo atua o *boost*). O projeto prevê que o HPWM reduz as perdas energéticas em 30,7%, apresentando um rendimento de 93,98%.

O capítulo 5 detalhou o controle do conversor para funcionar tanto com o PWM clássico como com o HPWM. O projeto foi elaborado inicialmente na parte c.c. utilizando as funções de transferência para um conversor *boost* operando no modo de condução contínua. A partir daí foi projetado um controle do tipo cascata (corrente e tensão).

Inicialmente, projetava-se um conversor que pudesse funcionar tanto com o PWM clássico quanto com o HPWM com o controlador de corrente trabalhando em $f_s/4$ (22,5 kHz), e o controlador de tensão ficaria uma década abaixo. Contudo, a simulação não funcionou com o PWM clássico, pois o barramento ondula em baixa frequência (por causa da rede) e o controle de tensão estava mais rápido que a ondulação em baixa frequência do barramento. Somente quando se decidiu elevar o valor do capacitor do barramento do VSI e diminuir a banda de passagem do controlador para 12 Hz (uma década abaixo da ondulação) foi possível o funcionamento do controlador, que impõe o valor médio da tensão do barramento, e a ondulação ocorrendo conforme o ciclo de carga e descarga.

Por outro lado, essa configuração de conversor e de controle não funcionou para o HPWM. Então, projetou-se o controlador de tensão para $f_s/40$ (2,25 kHz), mas mesmo assim o capacitor do barramento do VSI não conseguiu acompanhar o formato da tensão imposta pelo controlador. Com isso, foi necessária a redução da capacitância do barramento do VSI. Muitos valores de capacitância foram testados e notou-se que se um capacitor muito grande não consegue acompanhar o controle, e um capacitor muito pequeno não consegue suportar as variações de tensão nos ciclos de carga e descarga. O valor escolhido foi o que melhor conseguiu se adaptar a essas restrições. Contudo, esse capacitor no barramento do VSI, por ser menor que o capacitor quando operando com o PWM clássico, não consegue filtrar a ondulação em baixa frequência, que chega até a corrente do indutor. Daí surge a necessidade do HPWM de ter grandes capacitores na entrada.

Outro ponto a comentar é que a tensão não é estabilizada totalmente nos períodos em que o *boost* é desativado no HPWM, pois, nesse caso, não há atuação do controle e somente há o amortecimento natural do circuito. Como o período entre descarga e carga é muito pequeno, não há tempo suficiente para o barramento se descarregar totalmente.

No capítulo 6 foram apresentados os principais resultados obtidos no conversor. Com relação à corrente de fuga, a técnica do HPWM apresentou menor exigência de filtro para a corrente de fuga. Para o conversor projetado, o HPWM exigiu filtros do tipo L de aproximadamente metade da indutância em relação ao PWM clássico. Com isso, é possível

adequar o conversor para atender à norma IEC 62109-2/2011, que limita o valor eficaz da corrente de fuga em 300 mA, como também para seguir as recomendações do relatório técnico da SMA para valor eficaz da corrente de fuga não exceder 50 mA. Além disso, o HPWM apresentou valores muito baixos de DHT de corrente e de tensão.

Em relação aos resultados experimentais, foi necessário realizar o experimento com valores reduzidos de potência, tensão, corrente e frequência de chaveamento devido ao aparecimento de ruído referente à interferência eletromagnética. Tal ruído atrapalhou bastante a obtenção o experimento, contudo, foi possível demonstrar experimentalmente os conceitos apresentados no trabalho.

Como o grande objetivo do desenvolvimento de conversores é obter um melhor rendimento obedecendo os padrões de qualidade, a técnica de modulação proposta conseguiu o seu objetivo. Os seus resultados foram suficientemente satisfatórios a ponto de permitir que tais técnicas sejam aplicadas em conversores comerciais. Ainda há empecilhos, nesse aspecto, devido à robustez e à simplicidade das técnicas clássicas de modulação, além da já mencionada necessidade de utilização de grandes capacitores na entrada (o que aumenta o tamanho e o custo do conversor comercial) e o aumento da corrente nos inversores e diodos. Na comparação entre HPWM e PWM clássico, o primeiro seria vantajoso para novos projetos, devido ao seu rendimento, contudo, não se justifica a adaptação de um conversor operando em PWM clássico para operar em HPWM, devido à utilização de grandes capacitores na entrada.

Contudo, o grande obstáculo para disseminação da energia solar é a baixa eficiência das células fotovoltaicas de silício, que não costumam passar de 25%. Apesar da busca da melhoria de eficiência nos conversores, o grande gargalo ainda são as células fotovoltaicas. Por isso, o custo da energia elétrica gerada em sistemas fotovoltaicos (R\$/kWh gerado) ainda é muito alto.

O *payback* de um sistema fotovoltaico ainda é muito longo para a maioria das cidades brasileiras. Como a matriz energética brasileira é fortemente hidroelétrica, a dependência de chuvas gera ciclicamente crises energéticas, aumentando o custo marginal de geração de energia. Como o tempo de retorno de investimento em outras formas de energia, como sistemas termossolares, também é longo, a solução é o investimento em pesquisas para viabilizar outras fontes de energia. A utilização do HPWM é uma tentativa de diminuir o *payback*, mas ainda serão necessários muitos estudos para que os sistemas fotovoltaicos sejam financeiramente viáveis e expandidos em larga escala.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Para dar prosseguimento ao tema pesquisado na dissertação, são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros:

1. Realizar adaptações no circuito de potência para permitir trabalhar com frequência

de chaveamento de 90 kHz sem que ocorra grande propagação de interferência eletromagnética que impeça o funcionamento dos controladores; Proposta de uma solução que englobe os benefícios do HPWM evitando a necessidade de capacitores de grande valor na entrada;

2. Proposta de uma solução que englobe os benefícios do HPWM evitando a necessidade de capacitores de grande valor na entrada;
3. Fazer uma analogia da técnica sugerida de HPWM para ser implementada em outras topologias de conversores fotovoltaicos. Como os conversores fotovoltaicos costumam ter um estágio de ganho e um estágio de inversão, é possível elaborar técnicas híbridas de modulação de amplitude e de largura de pulso para o controle dos seus interruptores;
4. Aplicar a técnica sugerida de HPWM para um conversor *boost* + VSI trifásico e comparar seus resultados com um conversor similar utilizando técnicas clássicas de PWM.
5. Adequar o controle do conversor para funcionar com um algoritmo de MPPT.

REFERÊNCIAS

ABNT. *NBR IEC 62116 - Procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica*. Rio de Janeiro, Brasil, 2012. Citado na página 40.

ABNT. *NBR 16149 - Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*. Rio de Janeiro, Brasil, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 33, 34, 35 e 36.

ABNT. *NBR 16150 - Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – Procedimento de ensaio de conformidade*. Rio de Janeiro, Brasil, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.

ABNT. *NBR 16274 - Sistemas fotovoltaicos (FV) - Sistemas fotovoltaicos conectados à rede – Requisitos mínimos para documentação, ensaios de comissionamento, inspeção e avaliação de desempenho*. Rio de Janeiro, Brasil, 2014. Citado na página 40.

ABNT. *NBR 5410 - Instalações Elétricas de Baixa Tensão*. Rio de Janeiro, Brasil, 2015. Citado na página 44.

AEC WEB. *Entenda as diferenças e vantagens das energias solar fotovoltaica e termossolar*. 2018. Acesso em 15/02/2018. Disponível em: <https://www.aecweb.com.br/cont/m/rev/entenda-as-diferencas-e-vantagens-das-energias-solar-fotovoltaica-e-termossolar_8414_10_0>. Citado na página 28.

AES-ELETROPAULO. *NT- 6.012 - Requisitos Mínimos para Interligação de Microgeração e Minigeração Distribuída com a Rede de Distribuição da AES Eletropaulo com Paralelismo Permanente Através do Uso de Inversores – Consumidores de Média e de Baixa Tensão*. São Paulo, Brasil, 2012. Citado na página 50.

ALMEIDA, M. P. *Qualificação de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Energia, Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 41, 42, 48, 49 e 50.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) – Módulo 1 – Introdução – Revisão 9*. Brasília, Brasil, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 33.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) – Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição – Revisão 7*. Brasília, Brasil, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 46.

ANEEL. *Resolução Normativa Nº 687*. Brasília, Brasil, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 33.

BACON, V. D.; CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. Análise comparativa das técnicas spwm e svm aplicadas a um inversor de tensão trifásico. *UNOPAR Cient. Exatas Technol.*, Londrina, Brasil, v. 10, n. 1, p. 5–14, 11 2011. Citado na página 59.

BARBI, I.; FONTE, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. *INEP - UFSC*, Florianópolis, Brasil, 2002. Citado na página 73.

BLUESOL ENERGIA SOLAR. *Retorno do Investimento em Energia Solar: 5 Variáveis Essenciais Que Você Deve Saber*. 2017. Acesso em 23/10/2017. Disponível em: <<http://blog.bluesol.com.br/retorno-do-investimento-em-energia-solar/>>. Citado na página 26.

CEEE-D. *NTD-00.081 – Acesso de Micro e Mini Gereção com Fontes Renováveis e Cogeração Qualificada ao Sistema de Distribuição*. Porto Alegre, Brasil, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 35, 36, 38 e 39.

CELPE. *VM02.00-00.004 – Conexão de Microgeradores ao Sistema de Distribuição de Baixa Tensão*. Recife, Brasil, 2014. Citado na página 46.

CEPEL-CRESESB. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. Rio de Janeiro, Brasil, 2014. Citado na página 26.

DAVIDS S.; GRÜNEBAST, G. *Doepke Schaltgeräte. Residual currents in photovoltaic installations and appropriate protective measures*. 2013. Acesso em 23/10/2017. Disponível em: <https://cdn.shopify.com/s/files/1/0242/4505/files/Residual_Currents_in_PV_Installations.pdf>. Citado na página 43.

DIN. *DIN VDE 0100-712 - Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 7-712: Anforderungen für Betriebsstätten, Räume und Anlagen besonderer Art – Solar-Photovoltaik-(PV)-Stromversorgungssysteme*. Berlim, Alemanha, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 43.

DIN. *DIN VDE V 0126-1-1 - Selbsttätige Schaltstelle zwischen einer netzparallelen Eigenerzeugungsanlage und dem öffentlichen Niederspannungsnetz*. Berlim, Alemanha, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 45, 47 e 51.

DME DISTRIBUIÇÃO. *NT 07 05 014 – Geração Própria - requisitos técnicos mínimos necessários para o acesso de geração própria em baixa tensão e média tensão*. Poços de Caldas, Brasil, 2013. Citado na página 50.

DORDEVIC, O.; JONES, M.; LEVI, E. A comparison of carrier-based and space vector pwm techniques for three-level five-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 609–619, 5 2013. Citado na página 59.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. *Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2017*. [S.l.], 2017. Citado na página 27.

ENERGIA SOLAR. *Aspectos econômicos e sociais de uma instalação solar*. 2018. Acesso em 15/02/2018. Disponível em: <<https://pt.solar-energia.net/solar-termica>>. Citado na página 28.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. Nova Iorque, Estados Unidos da América: Kluwer Academic Publishers, 2004. Citado na página 79.

FARIAS, A. M. de. *Técnicas de Modulação para Inversores Fotovoltaicos sem Transformador Conectados à Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2011. Citado na página 28.

FIGUEREDO, R. S. *Corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica: Análise e proposta de filtro passivo integrado de modo comum e diferencial*. Dissertação (Mestrado) — Escola

Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 115.

FLICKER, J.; KENNETH, A.; JOHNSON, J. Recommendations for rcd ground fault detector trip thresholds. *29th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EUPVSEC)*, p. 2740–2746, 2014. Citado na página 47.

FURTADO, A. M. S. *Técnicas de Seguimento do Ponto de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos com Sombreamento Parcial*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2016. Citado na página 112.

IEC. *IEC 61727 - Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface*. Genebra, Suíça, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

IEC. *IEC 60364-7-712 - Low-voltage installations – Part 7-712: Requirements for special installations or locations – Solar photovoltaic (PV) power supply systems*. Genebra, Suíça, 2006. Citado na página 41.

IEC. *IEC 62109-2 - Safety for power converters for use in photovoltaic power systems. Part 2: Particular requirements for inverters*. Genebra, Suíça, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.

KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. Chichester, Reino Unido: John Wiley e Sons, 2008. Citado 4 vezes nas páginas 54, 55, 56 e 69.

KEREKES, T. *Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems*. Tese (Doutorado) — Faculty of Engineering, Science and Medicine, Aalborg University, Aalborg, Dinamarca, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 48.

KEREKES, T.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M. Common mode voltage in case of transformerless pv inverters connected to the grid. *IEEE*, p. 2390–2395, 2008. Citado na página 28.

KEREKES, T. et al. Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 9, p. 2202–2211, 9 2009. Citado na página 28.

LIU, Y. et al. Hybrid pulsewidth modulated single-phase quasi-z-source grid-tie photovoltaic power system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 12, n. 2, p. 621–632, 4 2016. Citado 6 vezes nas páginas 30, 61, 62, 63, 64 e 66.

LÓPEZ, O. et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 25, n. 1, p. 140–147, 3 2010. Citado na página 28.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. *Energia Solar no Brasil e no Mundo*. [S.l.], 2017. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.

MITSUBISHI SEMICONDUCTORS POWER MODULES MOS. *General Considerations for IGBT and Intelligent Power Modules*. Tóquio, Japão, 1998. Citado na página 75.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 2. ed. Nova Iorque, Estados Unidos da América: John Wiley e Sons, 1995. Citado na página 61.

MÓDULO ENERGIA. *Qual o tempo médio do retorno do investimento em energia solar fotovoltaica*. 2017. Acesso em 23/10/2017. Disponível em: <<https://www.moduloenergia.com/blog/qual-o-tempo-medio-do-retorno-do-investimento-em-energia-solar-fotovoltaica/>>. Citado na página 26.

NAKABAYASHI, R. K. *Microgeração Fotovoltaica no Brasil: Condições Atuais e Perspectivas Futuras*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Energia, Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, 2014. Citado na página 26.

NAKABAYASHI, R. K. *Microgeração Fotovoltaica no Brasil: Viabilidade Econômica*. [S.l.], 2015. Citado na página 26.

OLIVEIRA, K. C. *Avaliação da Conversão da Energia Fotovoltaica em Sistemas Isolados*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2007. Citado na página 29.

OLIVEIRA, K. C. *Conversores de Potência para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica sem Transformador*. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 54.

REMES, C. L. *Modelagem, simulação e estimação de carga de baterias de lítio com implementação de um carregador de baterias*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2016. Citado na página 73.

SMA. *SMA SOLAR TECHNOLOGY AG. Capacitive Leakage Currents - Information on the design of transformerless inverters*. 2014. Acesso em 23/10/2017. Disponível em: <<http://files.sma.de/dl/7418/Ableitstrom-TI-en-25.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 50, 51 e 115.

SOLARVOLT ENERGIA. *O retorno do investimento em energia solar*. 2017. Acesso em 23/10/2017. Disponível em: <<http://www.solarvoltenergia.com.br/retorno-do-investimento-em-energia-solar/>>. Citado na página 26.

SOUZA, A. F. *Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave*. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 1998. Citado na página 70.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, Reino Unido: John Wiley e Sons, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

WA SOLAR - ENERGIA SOLAR. *Tempo de retorno do investimento em energia solar*. 2017. Acesso em 23/10/2017. Disponível em: <<http://www.wasolar.com.br/tempo-de-retorno-do-investimento-em-energia-solar>>. Citado na página 26.