

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA



PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
NUPEP - NÚCLEO DE PESQUISA EM ELETRÔNICA DE
POTÊNCIA

FERNANDO CARDOSO MELO

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM NOVO
INVERSOR SOLAR DE ESTÁGIO ÚNICO SEM
TRANSFORMADOR ADEQUADO PARA APLICAÇÕES
DE BAIXA POTÊNCIA

UFU

2017

FERNANDO CARDOSO MELO¹

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM NOVO
INVERSOR SOLAR DE ESTÁGIO ÚNICO SEM
TRANSFORMADOR ADEQUADO PARA APLICAÇÕES
DE BAIXA POTÊNCIA

Tese de doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito à obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Prof. Dr. Lucas Sampaio Garcia

Banca Examinadora:

Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas – FEELT/UFU (Orientador)

Dr. Lucas Sampaio Garcia – UESC, Ilhéus (BA) (Coorientador)

Dr. Carlos Alberto Canesin – UNESP, Ilha Solteira (SP)

Dr. Ernane Antônio Alves Coelho – FEELT/UFU

Dr. Luiz Carlos de Freitas – FEELT/UFU

Dr. Henrique José Avelar – CEFET-MG Unidade Araxá

Uberlândia

2017

¹ A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pela CAPES, Brasil.

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

M528p
2017

Melo, Fernando Cardoso, 1989-
Projeto e desenvolvimento de um novo inversor solar de estágio
único sem transformador adequado para aplicações de baixa potência /
Fernando Cardoso Melo. - 2017.
150 f. : il.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Lucas Sampaio Garcia.

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

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.te.2017.11>

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Inversores elétricos - Teses. 3.
Energia solar - Teses. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976-. II. Garcia,
Lucas Sampaio, 1984-. III. Universidade Federal de Uberlândia.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM NOVO
INVERSOR SOLAR DE ESTÁGIO ÚNICO SEM
TRANSFORMADOR ADEQUADO PARA APLICAÇÕES
DE BAIXA POTÊNCIA

FERNANDO CARDOSO MELO

Tese de doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr.
Orientador

Prof. Lucas Sampaio Garcia, Dr.
Coorientador

Prof. Alexandre Cardoso, Dr.
Coordenador da Pós-Graduação

Aos meus pais e minha irmã pelo
apoio e compreensão.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Luiz Carlos Gomes de Freitas, orientador desse trabalho, pela disposição, dedicação e incentivo para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Lucas Sampaio Garcia pela contribuição imensurável dada a esse trabalho e pelo auxílio em todos os momentos.

Aos professores Luiz Carlos de Freitas e Ernane Antônio Alves Coelho pelo apoio na integração do microinversor à rede elétrica.

A todos os colegas e professores do Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência: Admarço, Adjeferson, Aline, Antônio, Cláudio, Carol, Eric, Luana, Renato, Henrique, Gustavo, Leandro, Lucas, Danilo, Rodrigo Rimoldi, Marcelo, Matheus, Nei e Rodolfo.

A todos os amigos que me apoiaram ao longo do desenvolvimento desse projeto.

À minha família, aos meus pais e à minha irmã, pelo amor que deles nunca me faltou.

Ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, à FAPEMIG – Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais e à CAPES – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo suporte financeiro para o desenvolvimento do protótipo e pela bolsa de doutorado.

“Eu acredito na intuição e na inspiração. A imaginação é mais importante que o conhecimento. O conhecimento é limitado, enquanto a imaginação abraça o mundo inteiro, estimulando o progresso, dando à luz à evolução. Ela é, rigorosamente falando, um fator real na pesquisa científica”

Albert Einstein, 1931.

Resumo

O objetivo desse trabalho é apresentar um estudo sobre microinversores solares que, por sua vez, são alimentados por módulos fotovoltaicos e podem aperfeiçoar a geração de energia através da redução dos efeitos de sombreamento, uma vez que a captação de energia de cada módulo fotovoltaico (FV) pode ser controlada individualmente. Foi apresentada uma nova topologia de conversor de estágio único cc-ca sem transformador que opera com formas de onda de tensão de saída e correntes nos indutores de entrada controladas (Microinversor Fotovoltaico Boost Conectado à Rede Elétrica – MFVCR). Além disso, ele oferece um elevado ganho de tensão sem utilizar um circuito pré-regulador ou um transformador, reduzindo o peso e o tamanho da estrutura física do inversor. As análises dos resultados de simulação e experimentais foram realizadas de modo a verificar o fator de rastreamento da técnica de MPPT P&O Modificado “Gama” proposta, além da operação da malha de controle da corrente injetada através do controlador Proporcional-Ressonante (P-Res) para o Microinversor proposto operando em um sistema conectado à rede elétrica (MFVCR). Foram realizados testes com o sistema operando com o emulador de arranjo fotovoltaico (SAS) e em condições reais com os módulos FV instalados no telhado do laboratório. Foram avaliados o controlador P-Res com Compensadores Harmônicos e a corrente de fuga do conversor. Os resultados de simulação e experimentais do protótipo desenvolvido do MFVCR pretendem atender às normas nacionais e internacionais.

Palavras-Chave: *Energia Limpa, Geração Distribuída, Microgeração, Sistemas Fotovoltaicos, Módulo ca, Microinversor*

Abstract

The aim of this thesis is to present a study on solar microinverter that, in its turn, are powered by photovoltaic modules and can improve power generation by reducing the shading effects, since the capture of each photovoltaic module (PV) can be controlled individually. A novel single-stage dc-ac converter topology without a low or high frequency transformer that operates with the output voltage and input currents waveforms totally controlled were presented (Single-Stage Transformerless Boost Microinverter - STBM). Moreover, the proposed converter promotes a high voltage gain without using a pre-regulator or transformer, reducing the weight and size of the inverter physical structure. The simulation and experimental analysis were performed for verifying the tracking factor of the proposed MPPT technique P&O Modified “Gama” and the grid injected current controller Proportional-Resonant (P-Res) on a grid-connected system (STBM). Tests were performed with the system operating with the Solar Array Simulator (SAS) and under real operating conditions with the PV modules installed on the laboratory’s roof. The P-Res controlled with Harmonic Compensators and the STBM leakage current were also evaluated. The simulation and experimental results of the developed STBM prototype intend to meet the Brazilian and International Standards.

Keywords: *AC-Modules, Clean Energy, Distributed Solar Generation, Microgeneration, Microinverter and Photovoltaic Systems.*

Lista de Figuras

Figura 1.1 Capacidade solar FV global e adições anuais (2006-2016).	18
Figura 1.2 Lista dos dez países com maior capacidade instalada de sistemas FV (Total em 2015 e adição em 2016).	18
Figura 1.3 – Evolução das topologias de inversores FV: (a) central, (b) inversor de fileiras (string), (c) multi-fileiras (multi-string) e (d) módulo ca (microinversores).	23
Figura 1.4 (a) – Tipos de Inversores (a) de fileiras (string), (b) centrais, (c) microinversores.	24
Figura 2.1 – Topologias de inversores monofásicos: (a) VSI e (b) CSI.	32
Figura 2.2 – (a) Inversor monofásico “Aalborg de dois níveis e três estágios” conectado à rede e (b) formas de onda incluindo as etapas de operação do modo “Boost” e “Buck”.	32
Figura 2.3 – Topologias de inversores de estágio único e quatro interruptores: (a) inversor Boost; (b) Buck-Boost; (c) Flyback e (d) Buck-Boost ZCS.	34
Figura 2.4 (a) Topologia Buck-boost proposta; (b) esquemático com a lógica de controle do conversor.	35
Figura 2.5 – Topologia de inversor de estágio único, o qual pode operar como buck, buck-boost ou boost.	35
Figura 2.6 – Topologia de inversor de estágio único com carga isolada resistiva.	36
Figura 2.7 – Influência do sombreamento na coleta de energia: (a) em inversores de fileiras; (b) em microinversores (um para cada módulo) e (c) estrutura proposta de Microinversor Conectado à Rede Elétrica.	38
Figura 2.8 – (a) Conversor Buck-Boost de Estágio Único sem transformador proposto inicialmente; (b) Microinversor Boost de estágio único sem transformador com quatro interruptores.	39
Figura 2.9 – (a) Microinversor FV Boost com carga isolada; (b) Microinversor FV Boost conectado à rede elétrica.	40
Figura 2.10 – Esquemático do sistema de geração distribuída FV em conformidade com a REN-482, REN-687 e ND 5.30 da CEMIG-D.	40
Figura 2.11 – Curva de operação do sistema FV em função da frequência da rede para a desconexão por variação de frequência.	45
Figura 3.1 – Circuito de Potência do MFVCR.	47
Figura 3.2 – Diagrama esquemático do Microinversor com algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama” e a malha de controle de corrente composta pelo Proporcional-Ressonante (P-Res).	48
Figura 3.3 – Circuito equivalente da célula FV.	49
Figura 3.4 – Formas de onda da tensão de saída e tensão de entrada, além da corrente de referência para os indutores L_1 e L_2 com os instantes em que as variáveis Boost_1 e Boost_2 são ativados.	51
Figura 3.5 – Formas de onda das correntes dos indutores L_1 e L_2 (a) com referência senoidal retificada e (b) referência senoidal quadrática.	54
Figura 3.6 – Forma de onda da corrente do indutor L_1 com detalhe na respectiva ondulação.	55
Figura 3.7 – Malha de controle da extração da máxima potência do arranjo FV, através da perturbação da corrente de referência dos indutores Boost, ocorrendo a realimentação da tensão V_{FV} .	56
Figura 3.8 – Fluxograma do Algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama”.	57
Figura 3.9 – Etapa Boost_1 (Semiciclo positivo, variável de controle $C^+ = 1$). Interruptores S_1 , S_3 e S_4 ligados.	58
Figura 3.10 – Estágio de elevação da tensão de saída do capacitor durante o semiciclo positivo (variáveis de controle $C^+ = 1$ e $V^+ = 1$) e transferência da energia do indutor L_1 ao filtro de saída. Interruptores S_1 e S_4 ligados.	59
Figura 3.11 – Estágio de operação durante o semiciclo positivo em que é efetuado o desacoplamento dos circuitos do arranjo FV e do filtro de saída conectado à rede elétrica. Interruptores S_3 e S_4 ligados.	60
Figura 3.12 – Padrão de chaveamento para um ciclo da tensão da rede.	61
Figura 3.13 – Diagrama fasorial representando as tensões do inversor, do indutor de acoplamento e da rede. Além disso, verifica-se a corrente injetada em fase com a tensão da rede.	62

Figura 3.14 – Exemplo de gráfico da potência injetada em função do ângulo de potência entre a tensão do inversor e da rede.....	63
Figura 3.15 – Diagrama representando o fluxo de potência ativa da saída do inversor até o ponto de conexão à rede elétrica.....	64
Figura 3.16 – (a) Circuito de potência do MFVCR alimentado por módulo FV; (b) Modelo cc do conversor MFVCR.	65
Figura 3.17 – (a) Estágio de operação Boost ₁ ; (b) Estágio de elevação da tensão de saída do capacitor durante o semiciclo positivo (variáveis de controle C+ = 1 e V+ = 1) e transferência da energia do indutor L ₁ ao indutor de acoplamento L _{Rede}	66
Figura 3.18 – Diagrama de blocos da estrutura geral de potência e de controle do MFVCR.....	82
Figura 3.19 – Diagrama de blocos para obtenção da corrente de referência I _{ref rede} para a malha de controle da corrente injetada com base na potência gerada pelo módulo FV.	83
Figura 3.20 – Diagrama de blocos da malha de captura de fase (PLL).	84
Figura 3.21 – Diagramas de Bode de ganho e de fase do filtro passa-baixa da malha de controle do PLL.	86
Figura 3.22 – Diagrama esquemático da simulação da malha de captura de fase.	87
Figura 3.23 – Fator de potência indicando o tempo em que a onda senoidal de saída entrou em fase em relação à tensão da rede elétrica, ou seja, F.P. = 1.....	88
Figura 3.24 – Intervalo de tempo gasto para que a onda de saída tenha a mesma frequência angular da rede elétrica ($\omega = 377 \text{ rad/s}$).	88
Figura 3.25 – Tensão de entrada distorcida (<i>ventrada(t)</i>) e tensão de saída do PLL para K _P = 0,02 e K _I = 0,2.	89
Figura 3.26 – Pulso resultante (V _{toggle}) indicando que a senóide gerada internamente no PLL digital está em fase e com a mesma frequência da onda da rede elétrica (amarelo).	89
Figura 3.27 – Malha de controle da corrente imposta no indutor de acoplamento à rede elétrica L _{Rede}	92
Figura 3.28 – Diagrama esquemático completo do MFVCR.....	92
Figura 3.29 – Diagrama de Bode do controlador Proporcional-Ressonante em malha aberta.....	93
Figura 3.30 – Diagrama de Bode de ganho e de fase do compensador P-Res em cascata com a função de transferência <i>GILredeVCs</i>	93
Figura 3.31 – Tempo de amostragem (T _{amostragem}) e o tempo da interrupção (T _{interrupção}) para o MFVCR.	95
Figura 3.32 – Impedância do indutor Boost ₁ e de saída do Microinversor.	95
Figura 3.33 – Ondulação da tensão no capacitor de saída C.....	97
Figura 3.34 – Diagramas de Bode de ganho e de fase da função de transferência G _{ILredeD} (s) em que está apresentada a frequência de ressonância do filtro de saída.	100
Figura 3.35 – Etapas de armazenamento e de fornecimento de energia no sistema, promovidas pelo capacitor de desacoplamento.	101
Figura 4.1 – (a) Ilustração da placa do circuito de gatilho e (b) fonte de alimentação.	104
Figura 4.2 – (a) DSP TMS320F28335 Experimenter's Kit; (b) placa de aquisição de sinais de tensão e de corrente utilizando sensores por efeito Hall.....	105
Figura 4.3 – Ilustração da montagem do Microinversor de estágio único e os instrumentos de medição utilizados.....	106
Figura 4.4 – (a) Ilustração da placa do circuito de potência do Microinversor (para o MFVCI e MFVCR); (b) proteções para o lado ca (somente para MFVCR).....	107
Figura 4.5 – (a) Formas de onda da tensão da rede elétrica e da corrente injetada; (b) Formas de onda da tensão no capacitor V _C e as correntes nos indutores L ₁ e L ₂ ; (c) Formas de onda da potência de saída ca e potência de entrada cc. Abaixo, estão as formas de onda da tensão da rede e corrente; (d) Degrau de irradiância de 1000 W/m ² para 600 W/m ² , com a potência nominal máxima para cada condição e o valor instantâneo de P _{FV} . Abaixo, estão as formas de onda da tensão e corrente da rede.....	109
Figura 4.6 – Comportamento do conversor submetido a variações de irradiância de 1000 W/m ² a 200 W/m ² e, abaixo, estão as correntes dos indutores Boost.	110

Figura 4.7 – Comportamento do conversor submetido a variações de irradiância de 1000 W/m ² a 200 W/m ² e, abaixo, está a corrente injetada na rede.....	110
Figura 4.8 – Tensões no capacitor de saída V_C e da rede V_{rede} , juntamente com as formas de onda das correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2}	111
Figura 4.9 – Formas de onda em que estão as três etapas de operação do conversor MFVCR: $V+$, Boost ₁ , corrente no diodo de roda-livre, I_{L1} e I_{CFV}	112
Figura 4.10 – Fluxograma com a lógica para a conexão à rede elétrica do MFVCR.	113
Figura 4.11 – (a) Ilustração do protótipo montado em laboratório e os instrumentos de medições utilizados, (b) módulos FV instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência, sendo utilizados apenas dois módulos FV de 250 Wp da Amerisolar.....	114
Figura 4.12 – Tensão da rede, corrente injetada e correntes nos indutores para a temperatura de 25°C e para as seguintes condições de irradiância com dois módulos da Yingli de 245 Wp conectados em série: (a) 600 W/m ² e (b) 1000 W/m ²	115
Figura 4.13 – Degrau de irradiância de 600 W/m ² a 1000 W/m ² , mostrando a tensão da rede e a corrente injetada. Abaixo, estão mostradas a tensão e corrente do arranjo FV.....	116
Figura 4.14 – Degrau de irradiância de 1000 W/m ² a 600 W/m ² , mostrando a tensão da rede e a corrente injetada. Abaixo, estão ilustradas a tensão e corrente do arranjo FV.....	116
Figura 4.15 – (a) Tensão do arranjo FV, tensão no capacitor de saída V_C , correntes nos indutores Boost (I_{L1} e I_{L2}); (b) tensão e corrente da rede, com fator de potência 0,998; (c) DHT ₁ de 4,49%; (c) tensão no capacitor de saída (V_C) e correntes nos indutores Boost (I_{L1} e I_{L2}).	117
Figura 4.16 – (a) Formas de onda da tensão na chave S_1 (V_{S1}) e das correntes nos indutores Boost; (b) Detalhe das mesmas formas de onda apresentadas anteriormente.	118
Figura 4.17 – Tensão e corrente da rede elétrica, para arranjo FV operando em 824 W/m ² , temperatura dos módulos de 60 °C e temperatura ambiente de 29 °C.....	118
Figura 4.18 – (a) Tensão e corrente da rede elétrica e abaixo estão as correntes nos indutores Boost, para operação em 830 W/m ² , temperatura dos módulos de 57 °C e temperatura ambiente de 29 °C; (b) Tensão e corrente do arranjo FV, para operação em 846 W/m ² , temperatura dos módulos de 60 °C e temperatura ambiente de 30 °C e, abaixo, estão ilustradas as correntes dos indutores Boost.....	119
Figura 4.19 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente injetada na rede elétrica, incluindo o P-Res com Compensador Harmônico.	120
Figura 4.20 – P-Res sem Compensador Harmônico: (a) Tensão e corrente da rede e (b) espectro de frequência.....	121
Figura 4.21 – P-Res com Compensador Harmônico (3 ^a , 5 ^a e 7 ^a ordens harmônicas) (a) Tensão e corrente da rede e (b) espectro de frequência.	121
Figura 4.22 – Comparação dos resultados do teste de simulação para o P-Res e P-Res+CH.....	121
Figura 4.23 – Espectro harmônico da tensão da rede e valor do DHT _V	122
Figura 4.24 – Tensão e corrente da rede: (a) P-Res sem CH e (b) P-Res+CH.....	122
Figura 4.25 – Resultados dos testes experimentais mostrando a comparação do P-Res e P-Res+CH.....	122
Figura 4.26 – Circuito equivalente para o MFVCR mostrando o caminho da corrente de fuga I_{Mc}	124
Figura 4.27 – (a) Etapa de operação Boost ₁ (variável de controle $C+ = 1$); (b) Formas de onda de V_{AN} e V_{BN} , etapas de operação $V+$ e Boost ₁ (em destaque) e, abaixo está a tensão de modo comum.....	126
Figura 4.28 – (a) Etapa de operação do aumento da tensão do capacitor de saída durante o semiciclo positivo (variáveis de controle $C+ = 1$ e $V+ = 1$) e a transferência de energia do indutor L_1 à rede elétrica; (b) Formas de onda de V_{AN} e V_{BN} , etapas de operação $V+$ (em destaque) e Boost ₁ e, abaixo está a tensão de modo comum.	126
Figura 4.29 – (a) Etapa de operação durante o semiciclo positivo para o desacoplamento do circuito do arranjo FV e do filtro de saída conectado à rede, ocorrendo a interrupção do caminho da corrente de fuga.; (b) Formas de onda de V_{AN} e V_{BN} , etapas de operação $V+$ e Boost ₁ e, abaixo está a tensão de modo comum. Destacou-se o intervalo $V-$	127

Figura 4.30 – (a) Circuito do MFVCR com capacitores parasitas C_{P1} e C_{P2} , (b) Resultados de simulação para o MFVCR (irradiância em 864 W/m^2 , temperatura dos módulos FV de 50°C e temperatura ambiente de 35°C), apresentando as formas de onda de tensão e corrente da rede, tensões nos capacitores parasitas, tensão de modo comum V_{Mc} e a corrente de fuga I_{Mc}	128
Figura 4.31 – Detalhe do condutor de aterramento dos módulos FV instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência.....	129
Figura 4.32 – (a) Resultados para o conversor operando em condições climáticas reais (irradiância em 860 W/m^2 , temperatura dos módulos FV de 64°C e temperatura ambiente de 38°C). Corrente e tensão da rede, apresentando a corrente de fuga com valor rms de $22,9 \text{ mA}$	129
Figura 4.33 – (a) Sombreamento parcial em apenas um módulo FV da Amerisolar do arranjo e as curvas I-V e P-V resultantes, mostrando a extração da máxima potência para a irradiância de 1033 W/m^2 e temperatura dos módulos em $55,1^\circ\text{C}$; (b) Sombreamento parcial em ambos os módulos FV e as curvas I-V e P-V resultantes, mostrando a extração da máxima potência para a irradiância de 1018 W/m^2 e a temperatura dos módulos em $56,2^\circ\text{C}$	132
Figura 4.34 – Curva de rendimento em função da potência de saída, considerando a potência de entrada um arranjo fotovoltaico de 490 Wp , operando nas condições de teste padrão (CTP).....	133
Figura 4.35 – Conteúdo harmônico da corrente injetada na rede elétrica comparado com os requisitos das normas IEEE 1547-2008 e ABNT NBR 16149.	133
Figura 4.36 – Diagrama esquemático do controle do Microinversor conectado à rede com dois estágios (Flyback e Inversor) e ilustração do kit.	134
Figura 4.37 – Formas de onda da tensão da rede (em azul) e corrente injetada (em amarelo).	135
Figura 4.38 – Microinversor da Microchip® como referência para projetos didáticos e malha de controle da corrente injetada.....	135
Figura 4.39 – (a) Tensão e corrente da rede elétrica; (b) operação do sistema de anti-ilhamento.	136

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Topologias dos inversores de estágio único analisados.	36
Tabela 2.2 – Comparação entre as topologias analisadas: Buck-Boost e Microinversor Boost.	39
Tabela 2.3 – Órgãos internacionais responsáveis pelo desenvolvimento de normas para a interconexão de sistemas de GD à rede elétrica.	41
Tabela 2.4 – Descrição das principais normas nacionais e internacionais para a interconexão de sistemas de GD à rede elétrica.	41
Tabela 2.5 – Resumo das normas de interconexão dos Sistemas FV conectados à rede.	42
Tabela 2.6 – Descrição das principais normas que tratam da Compatibilidade Eletromagnética (EMC). ...	43
Tabela 3.1 – Comparação das técnicas de MPPT avaliadas.	55
Tabela 3.2 – Tabela resumo com os possíveis casos para a operação do conversor proposto MFVCR.	61
Tabela 3.3 – Ponto de operação definido para o MFVCR.	80
Tabela 3.4 – Coeficientes do filtro passa-baixa de primeira ordem no domínio da frequência e discreto....	85
Tabela 3.5 – Parâmetros do Compensador P-Res da malha de controle de corrente proposta.	91
Tabela 3.6 – Coeficientes do ganho proporcional convertidos do domínio da frequência para o discreto..	94
Tabela 3.7 – Coeficientes do controlador ressonante sintonizado em 60 Hz convertidos do domínio da frequência para o discreto.	94
Tabela 4.1 – Especificações do DSP TMS320F28335.	104
Tabela 4.2 – Interruptores semicondutores utilizados para a montagem do protótipo.....	105
Tabela 4.3 – Especificações do circuito snubber utilizado em paralelo a cada MOSFET.	105
Tabela 4.4 – Dados inseridos no emulador FV: Sun-Earth TPB156x156-60-P e Yingli YL245P-29b.	107
Tabela 4.5 – Especificações do MFVCR.	108
Tabela 4.6 – Especificações do módulo FV da Amerisolar AS-6P30 250 Wp.....	118
Tabela 4.7 – Parâmetros dos controladores P-Res e CH.....	120
Tabela 4.8 – Tensão de Modo Comum V_{Mc} para cada Etapa de Operação (Semíciclo Positivo).....	127
Tabela 4.9 – Comparação de inversores sem transformador, incluindo o proposto MFVCR.....	130

SUMÁRIO

CAPÍTULO I.....	17
Introdução Geral.....	17
1.1 RELEVÂNCIA E JUSTIFICATIVA	17
1.2 TIPOS DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS	22
1.2.1 Inversores para Fileiras (Strings) de Módulos Fotovoltaicos.....	24
1.2.2 Inversores Centrais.....	24
1.2.3 Microinversores – Módulo-ca	24
1.3 OBJETIVOS	27
1.4 METODOLOGIA	28
1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	29
1.6 CONCLUSÃO.....	30
CAPÍTULO II.....	31
Nova Topologia de Microinversor Fotovoltaico de Estágio Único e Normatizações	31
2.1 INTRODUÇÃO	31
2.2 TOPOLOGIAS DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS	31
2.3 TOPOLOGIAS DE INVERSORES DE ESTÁGIO ÚNICO SEM TRANSFORMADOR	33
2.4 EFICIÊNCIA DOS MICROINVERSORES EM COMPARAÇÃO AOS INVERSORES DE FILEIRAS.....	37
2.5 NOVA TOPOLOGIA DE MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO BOOST DE ESTÁGIO ÚNICO COM QUATRO INTERRUPTORES SEM TRANSFORMADOR	38
2.6 NORMATIZAÇÃO PARA A CONEXÃO À REDE ELÉTRICA DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS (SFVCR).....	40
2.7 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA – EMC (ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY)	43
2.8 CRITÉRIOS PARA AVALIAÇÃO DA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA INJETADA NA REDE DA CONCESSIONÁRIA	43
2.8.1 Injeção de Corrente Contínua	44
2.8.2 Distorção Harmônica Total de Corrente e Tensão – DHT_I e DHT_V	44
2.8.3 Variação da Frequência da Rede Elétrica (f_{rede})	44
2.8.4 Fator de Potência (F.P.).....	45
2.8.5 Eficiência dos Sistemas Fotovoltaicos.....	46
2.9 CONCLUSÃO.....	46
CAPÍTULO III.....	47
Algoritmo de MPPT, Modelagem Matemática do Microinversor FV Boost Conectado à Rede Elétrica (MFVCR) e Sistema de Controle para Injeção de Energia à Rede.....	47
3.1 INTRODUÇÃO	47
3.2 MODELO DA CÉLULA FOTOVOLTAICA (FV).....	49
3.3 CONTROLE POR HISTERESE DAS CORRENTES NOS INDUTORES BOOST (L_1 E L_2).....	50
3.3.1 Primeiro Método para o Dimensionamento dos Indutores Boost.....	52
3.3.2 Segundo Método para o Dimensionamento dos Indutores Boost	52
3.4 MÉTODO DE MPPT PERTURBA E OBSERVA (P&O) MODIFICADO “GAMA”	55
3.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA NOVA TOPOLOGIA DE MICROINVERSOR BOOST DE ESTÁGIO ÚNICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA (MFVCR).....	57
3.5.1 Estágio de Operação $Boost_1$	58
3.5.2 Controle da Tensão do Capacitor de Saída V_C (V_+)	58
3.5.3 Estágio de Operação de Desacoplamento (Roda-Livre)	60

3.6 FLUXO DE POTÊNCIA DO MFVCR.....	62
3.6.1 Exemplo de Cálculo do Ângulo de Potência Máximo do MFVCR	64
3.7 MODELAGEM PELO ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIO DO MFVCR.....	65
3.7.1 Equações de Estado do Modelo do MFVCR – Análise em Regime Permanente	69
3.7.2 Equações de Regime Permanente.....	73
3.8 ANÁLISE DE PEQUENOS SINAIS – MODELO CA	74
3.9 MALHA DE CONTROLE DA INJEÇÃO DE CORRENTE À REDE ELÉTRICA	82
3.9.1 Definição da Corrente de Referência $I_{ref\ rede}$ em Função da Potência do Arranjo FV.....	82
3.9.2 Estudo da Malha de Captura de Fase (PLL).....	83
3.9.3 Modelagem do PLL.....	85
3.9.4 Malha de Controle de Corrente da Rede Elétrica com Proporcional-Ressonante (P-Res).....	90
3.10 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA DO TIPO CL PARA CONEXÃO À REDE DO MICROINVERSOR	95
3.10.1 Primeiro Método para Dimensionamento do Capacitor de Saída C do Microinversor	96
3.10.2 Segundo Método para Dimensionamento do Capacitor de Saída C do Microinversor	97
3.10.3 Terceiro Método para Dimensionamento do Capacitor de Saída C do Microinversor.....	98
3.10.4 Primeiro Método de Dimensionamento do Indutor de Acoplamento L_{Rede}	98
3.10.5 Segundo Método de Dimensionamento do Indutor de Acoplamento L_{Rede}	99
3.11 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO (C_D).....	100
3.12 CONCLUSÃO.....	101
CAPÍTULO IV	103
Discussão dos Resultados de Simulação e Experimentais do Microinversor Proposto (MFVCR).....	103
4.1 INTRODUÇÃO	103
4.2 ESPECIFICAÇÕES DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO	103
4.3 ESPECIFICAÇÕES DO EMULADOR SOLAR (SAS) PARA TESTES DO MFVCR	107
4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO MICROINVERSOR FV CONECTADO À REDE ELÉTRICA (MFVCR).....	108
4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MICROINVERSOR FV CONECTADO À REDE ELÉTRICA (MFVCR)	112
4.5.1 Avaliação do Desempenho das Técnicas de Controle Propostas.....	113
4.5.2 Controlador P-Res com Compensador Harmônico (CH).....	119
4.5.3 Avaliação Experimental da Corrente de Fuga	123
4.5.4 Operação do MFVCR sob Diferentes Condições de Sombreamento Parcial.....	131
4.5.5 Análise do Rendimento e Conteúdo Harmônico da Corrente Injetada.....	132
4.6 EXEMPLOS DE MICROINVERSORES COMERCIAIS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA PARA SISTEMAS FOTVOLTAICOS.....	134
4.6.1 Microinversor Fotovoltaico – Texas Instruments®	134
4.6.2 Microinversor Fotovoltaico – Microchip®	135
4.7 CONCLUSÃO.....	136
CAPÍTULO V	137
Conclusões Gerais	137
5.1 CONCLUSÕES	137
5.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....	138
5.3 PUBLICAÇÕES DO TRABALHO PROPOSTO	139
Referências Bibliográficas	141

SIMBOLOGIA

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
cc	Corrente Contínua
ca	Corrente Alternada
CEMIG	Companhia Energética de Minas Gerais
DHT	Distorção Harmônica Total
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FV	Fotovoltaico
GD	Geração Distribuída
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
I_{Mc}	Corrente de Modo Comum
I_{MPP}	Corrente no ponto de máxima potência
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
I_{SC}	Corrente de Curto-Circuito
MFVCI	Microinversor Fotovoltaico com Carga Isolada
MFVCR	Microinversor Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica
MIC	Module Integrated Converter
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NBR	Norma Brasileira
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PV	<i>Photovoltaic</i>
P_{MP}	Ponto de Máxima Potência
RMS	<i>Root Mean Square</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
V_{Mc}	Tensão de Modo Comum
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima potência
V_{OC}	Tensão de Circuito Aberto
UFV	Usina Fotovoltaica

CAPÍTULO I

Introdução Geral

1.1 Relevância e Justificativa

A utilização de fontes renováveis, tais como, solar, eólica, células a combustível, biomassa, entre outras, têm atraído grande interesse na área de geração de energia, em consequência das preocupações ambientais, tais como o aquecimento global. Este é causado pelo uso excessivo de combustíveis fósseis que elevam as emissões de CO₂ na atmosfera. Particularmente, o Brasil apresenta um grande potencial para a geração de energia solar fotovoltaica, que tem sido aproveitada por algumas instituições públicas e privadas, mesmo com os elevados custos iniciais de implantação.

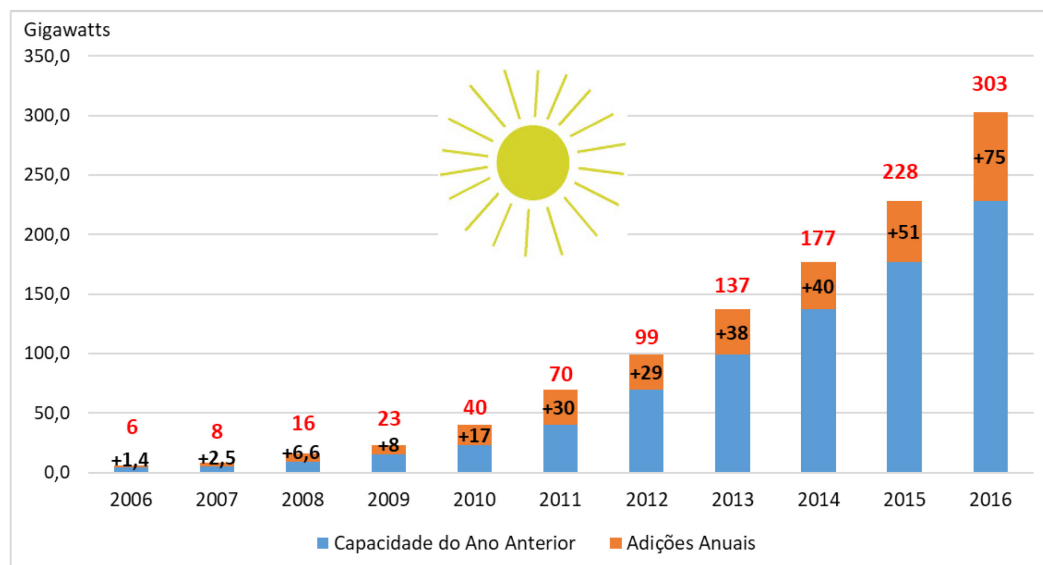
Para a avaliação das consequências causadas em decorrência do uso de fontes não renováveis, estudos e relatórios que fomentam a utilização de energia renovável tal como o REN21 (MARTINOT e SAWIN, 2017), tornou-se norteador dos estudos relacionados ao mapeamento da descentralização da matriz energética, assim como as políticas adotadas globalmente. De acordo com o relatório apresentado em 2016, dados mostram que o ano de 2015 apresentou um maior aumento da capacidade adicionada de fontes renováveis de energia se comparado aos anos anteriores. Nesse período, vários acontecimentos tiveram influência sobre as energias renováveis, incluindo vários anúncios a respeito dos preços mais baixos de contratos de longo prazo de energias renováveis e um acordo histórico em Paris durante o COP21 que reuniu a comunidade global para a redução das emissões dos gases de efeito estufa.

Conforme o relatório prevê, o avanço das tecnologias renováveis pode ser decorrente da melhoria da relação de custo-competitividade dessas tecnologias, melhor acesso a financiamentos, preocupações quanto à segurança energética e crescente demanda de energia em economias emergentes.

De acordo com (MARTINOT e SAWIN, 2017), durante 2016 ao menos 75 GW (cc) de capacidade solar FV foi inserida mundialmente, sendo equivalente à instalação de mais de 31.000 módulos FV a cada hora. Observa-se que, em 2016 foi adicionada uma capacidade solar FV maior que a capacidade cumulativa mundial nos anos anteriores, atingindo o valor de,

aproximadamente, 303 GW (32,9% a mais que em 2015 com 228 GW), conforme ilustrado na Figura 1.1.

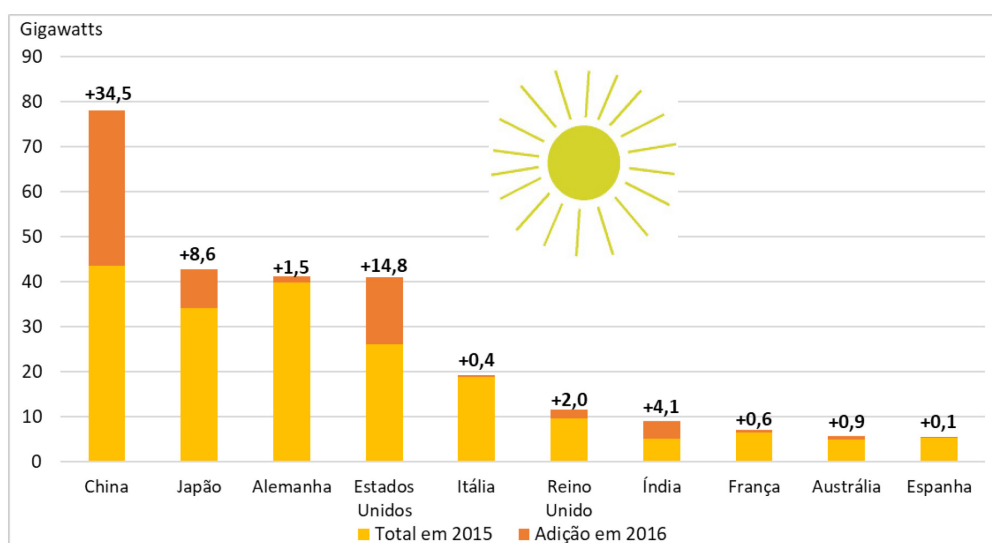
Figura 1.1 Capacidade solar FV global e adições anuais (2006-2016).



Fonte: (MARTINOT e SAWIN, 2017).

Ainda no ano de 2016, pela Figura 1.2, nota-se que a China inseriu 34,5 GW (126% a mais que em 2015), aumentando a respectiva capacidade total solar FV em 45% atingindo o valor de 77,4 GW. Esse grande aumento ocorreu apesar de um ajuste para baixo da meta da China para 2020, em resposta a uma desaceleração no crescimento da demanda de eletricidade. (MARTINOT e SAWIN, 2017).

Figura 1.2 Lista dos dez países com maior capacidade instalada de sistemas FV (Total em 2015 e adição em 2016).



Fonte: (MARTINOT e SAWIN, 2017).

Mesmo que a demanda esteja expandindo rapidamente para sistemas fotovoltaicos isolados (*off-grid*), a capacidade de sistemas fotovoltaicos conectados à rede está aumentando mais rapidamente e continua a grande responsável pela maioria das instalações de sistemas FV mundialmente. Aplicações conectadas à rede descentralizadas (instalados em telhados residenciais, comerciais e industriais) têm tentado manter um mercado global aproximadamente estável, em termos de capacidade adicionada anualmente desde 2011. Por outro lado, projetos de larga escala centralizados têm compreendido uma parcela crescente das instalações anuais, particularmente em mercados emergentes, apesar dos desafios de conexão à rede. Estima-se que o tamanho médio dos projetos solar FV no início de 2016 variou de 3 MW na Europa e 11 MW na América do Norte para 45 MW na África e 64 MW na América do Sul (MARTINOT e SAWIN, 2017).

Em se tratando de capacidade de geração de energia solar fotovoltaica, o Brasil, devido aos altos níveis de irradiação em seu território, se comparado ao continente europeu, apresenta praticamente o dobro de irradiação incidente média ao ano, com base nas informações divulgadas no Atlas Brasileiro de Energia Solar (PEREIRA, MARTINS, *et al.*, 2017). Aproveitando-se desta viabilidade natural, recentes Resoluções Normativas, além de políticas de incentivos como programas governamentais e parcerias com instituições têm proporcionado grande avanço no desenvolvimento tecnológico e industrial que acerca a geração de energia solar fotovoltaica no país.

Os principais fatos que contribuíram para isso são: o projeto estratégico 013/2011 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), intitulado “Arranjos Técnicos e Comerciais para Inserção da Geração Solar Fotovoltaica na Matriz Energética Brasileira” (ANEEL, 2012), além das regulamentações 481 (ANEEL, 2012) e 482 (ANEEL, 2012), de 17 de abril de 2012. Estas últimas vieram a regulamentar, respectivamente, descontos na TUSD (Tarifa de Uso dos Sistemas Elétricos de Distribuição) e TUST (Tarifa de Uso dos Sistemas Elétricos de Transmissão) para a geração solar de grande porte e o sistema de compensação (*Netmetering*) para a microgeração e minigeração, possibilitando a inserção da geração distribuída no país, por meio da utilização de diferentes fontes de energia alternativas.

Nota-se que a revisão da Resolução Normativa nº 482, denominada Resolução Normativa nº 687 (REN 687/15) (ANEEL, 2015) define o autoconsumo remoto e a geração compartilhada, ou seja, geração em localidades distantes do consumidor. Além disso, a REN 687 possibilita que os créditos de energia sejam compensados entre matrizes e filiais de

empresas; geração distribuída (GD) em condomínios; microgeração passou a ter potência menor ou igual a 75 kW e minigeração tem valor máximo de potência de 5 MW; os créditos gerados têm duração de 60 meses e, a partir de 2017, a distribuidora deverá disponibilizar sistema eletrônico para submissão da solicitação de acesso e acompanhamento de cada etapa, reduzindo os prazos para tramitação dos pedidos de acesso (GREEN, 2015).

A energia fotovoltaica já é empregada no país há alguns anos nos chamados sistemas autônomos (*off-grid*) em áreas isoladas e sem acesso a linhas de transmissão. Além disso, foi criado em 2003 o programa “Luz para Todos” (prorrogado até dezembro de 2018), o qual levou eletricidade às comunidades remotas por meio de miniusinas fotovoltaicas distribuídas por minirredes e sistemas de geração autônomos (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2016).

Vale observar que o Brasil ainda depende da importação da maioria dos componentes necessários à implementação de sistemas FV (fotovoltaicos), tais como, módulos FV, inversores, condutores cc com dupla isolamento e proteção UV (ultravioleta), e algumas caixas de combinação das fileiras cc, encarecendo o custo de implantação (GREENPRO, 2004). Porém, sabe-se que existem fábricas em operação ou em projeto para instalação no país de módulos fotovoltaicos, tais como a Globo Brasil, em Valinhos, SP (PAINÉIS GLOBO BRASIL, 2016), a Canadian Solar em Sorocaba, SP (PREFEITURA DE SOROCABA, 2016) e a BYD Energy, em Campinas, SP (AMBIENTE ENERGIA, 2016).

Observa-se que todos os inversores FV devem estar em conformidade com a portaria do INMETRO (Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia), 004/2011, em que estão apresentados os critérios de avaliação de conformidade dos equipamentos para energia FV, tais como módulos FV, controladores de carga de baterias para sistemas FV autônomos, inversores e baterias, visando eficiência energética e segurança. Além disso, a portaria 357 de agosto de 2014 do INMETRO tornou mandatória a certificação de todos os inversores para sistemas FV conectados à rede com potência nominal de até 10 kW a partir de 1º de março de 2016. Os ensaios são efetuados conforme as normas ABNT NBR 16149:2013, ABNT NBR 16150:2013 e ABNT NBR IEC 62116:2012 (REVISTA ECOENERGIA, 2016).

Destaca-se que a Chamada Universal do MCTI/CNPq/CT-Energ N°49/2013 visa incentivar o desenvolvimento de conversores eletrônicos para o processamento da energia gerada pelos módulos FV, podendo aproveitá-la para injeção de energia à rede elétrica, o que contribui para a expansão do desenvolvimento da tecnologia nacional e na consequente redução dos custos.

Em setembro de 2015, o governo federal realizou o Leilão de Energia de Reserva (LER) em que foram contratadas 1,47 GW de usinas eólicas e fotovoltaicas por 53 empreendimentos que requerem investimentos de R\$ 6,8 bilhões. O preço médio para as usinas eólicas por MWh foi de R\$ 203,46 e para as usinas fotovoltaicas o preço foi de R\$ 297,95, verificando que os custos das usinas FV ainda são elevados (G1, 2015).

Em dezembro de 2015, o Ministério de Minas e Energia (MME) lançou o Programa de Geração Distribuída (PROGD), cuja previsão é de R\$ 100 bilhões em investimentos até 2030 atendendo cerca de 2,7 milhões de consumidores residenciais, comerciais e industriais, podendo resultar em potência instalada de 23.500 MW (capacidade de geração de energia em torno de 48 TWh) (ENERGIA, 2016), (PORTAL BRASIL, 2017).

De acordo com recentes dados da ANEEL (abril de 2017) para a Geração Distribuída (GD), estão instaladas 9717 usinas fotovoltaicas, sendo 10755 unidades consumidoras que recebem os créditos gerados, totalizando uma potência instalada em 74,137 MW. Somando a capacidade de Geração Distribuída proveniente de outras fontes de energia, tais como as Centrais Geradoras Hidrelétricas (CGH), Centrais Geradoras Eólicas (EOL), Usinas Termelétricas (UTE) com as Usinas Fotovoltaicas (UFV), tem-se o total de 107745,76 kW de potência instalada (ANEEL, 2017). Dentre esses números de conexões de Geração Distribuída, Minas Gerais se mantém no primeiro lugar com 2099, em seguida São Paulo com 1928 e Rio Grande do Sul com 1046 conexões (ANEEL, 2017).

Salienta-se que a energia solar, assim como a energia eólica por exemplo, tem a desvantagem de ser intermitente. Em baixos níveis, essas fontes podem ser usadas para dar apoio a fontes de energia tradicionais durante o horário de pico do consumo de energia que, atualmente, têm se concentrado no período da tarde entre as 14h às 16h (BARBOSA, 2015). As redes inteligentes (*smart-grids*) serão responsáveis por rastrear o uso de energia através dos medidores inteligentes e ajustar as tarifas conforme a demanda e a disponibilidade das fontes renováveis instaladas no sistema elétrico (solar ou eólica) (SCHWARTZ, 2009).

Com relação ao desenvolvimento tecnológico da energia solar fotovoltaica, contexto no qual se insere o presente trabalho, obtém-se várias soluções que se aplicam tanto em sistemas *off-grid* (isolados) quanto em sistemas *on-grid* (conectados à rede), tais como: bombas de água intermitentes, instalados em sistemas de irrigação e abastecimento; residências em zonas rurais distantes de sistema de distribuição de energia elétrica; geração em grandes usinas fotovoltaicas ou geração distribuída conectada à rede. No âmbito da Eletrônica de Potência, os conversores

cc-ca constituem parte fundamental para o processamento da energia solar fotovoltaica em geração descentralizada. Desta forma, os inversores fotovoltaicos utilizados nesta interface podem ser caracterizados de diversas formas, principalmente em relação à faixa de potência de operação, como apresentado no próximo tópico.

1.2 Tipos de Inversores Fotovoltaicos

O inversor é um equipamento utilizado para realizar o processamento da energia cc gerada pelos módulos FV convertendo-a em energia ca, o que torna possível a alimentação de cargas conectadas à rede elétrica ou cargas isoladas. No mercado atual, existe uma grande variedade de inversores, tendo como exemplos, os microinversores, inversores de fileiras de módulos para instalação interna ou externa, monofásicos, trifásicos (dependendo da potência nominal), conectados à rede (*grid-connected*) ou autônomos (*stand-alone*).

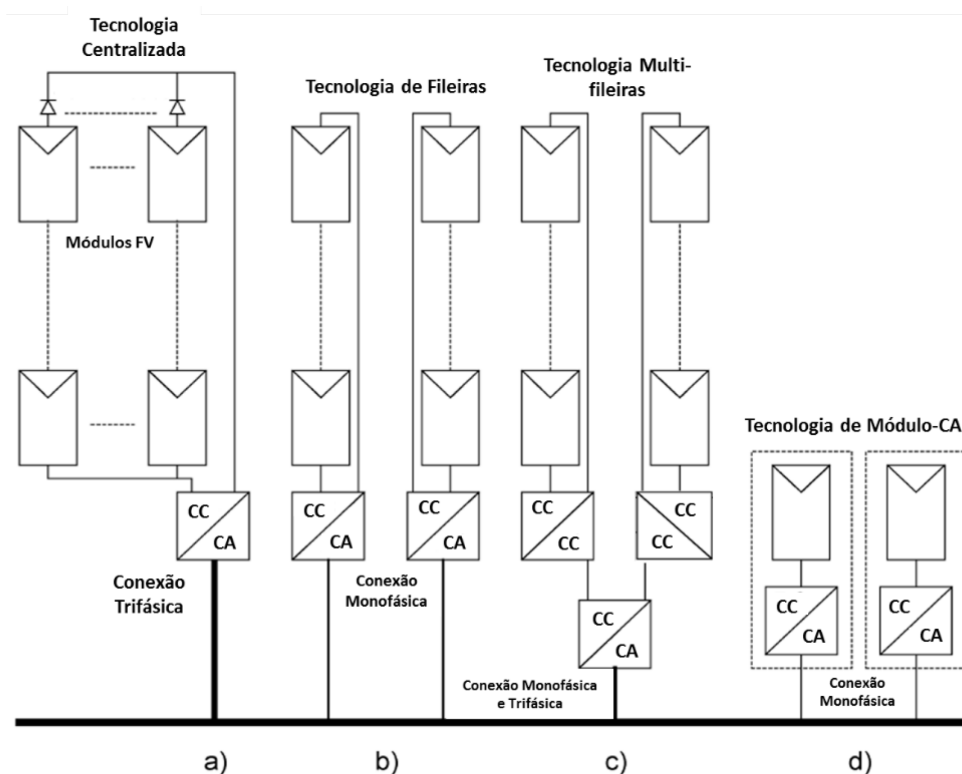
Os inversores depois dos módulos fotovoltaicos são um dos principais componentes dos sistemas FV. Nos próximos tópicos serão apresentadas algumas características dos inversores solares (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005), (GREENPRO, 2004): segurança, rastreamento do ponto de máxima potência e confiabilidade.

- Segurança: os inversores conectados à rede normalmente devem ser desligados automaticamente quando não for detectada a presença da rede elétrica, sendo conhecida como proteção de anti-ilhamento (*anti-islanding*). Ela evita o risco de tensões aparecerem durante a manutenção da rede elétrica.
- Rastreamento do Ponto de Máxima Potência – *Maximum Power Point Tracking* (MPPT): controle do inversor ajustando o ponto de operação na máxima potência para uma determinada condição de irradiação solar e outras condições climáticas como, por exemplo, a temperatura dos módulos FV.
- Confiabilidade: Os inversores fotovoltaicos garantem a confiabilidade do sistema, uma vez que uma falha em um inversor afetará apenas uma parte de uma usina FV (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011). O tempo médio para a primeira falha (*Mean Time to First Failure* - MTFF) (BONN, 2002) é estimado em cerca de cinco a dez anos, coincidindo com o mesmo prazo da garantia que fabricantes de inversores geralmente oferecem.

As topologias dos inversores FV evoluíram de forma a atender todos os requisitos abordados anteriormente. A evolução das topologias dos inversores se originou pelo uso de grandes inversores centrais em fazendas solares, os quais são trifásicos e alimentados por diversas fileiras, como está ilustrado na Figura 1.3 (a). Os inversores *strings*, ilustrados na Figura 1.3 (b) permitem a integração de fileiras com menor quantidade de módulos e alguns modelos estão sujeitos a problemas relacionados ao sombreamento parcial. Além disso, existem modelos que possuem múltiplos MPPTs independentes amenizando esses problemas. A Figura 1.3 (c) apresenta a tecnologia multi-fileiras (*multi-string*) constituída por inversor com dois estágios, em que cada módulo ou arranjo FV é conectado a um conversor cc-cc elevador de tensão dedicado, o qual é ligado a um inversor cc-ca comum, o que flexibiliza a ampliação do sistema FV e a instalação das fileiras em inclinações e desvios azimutais distintos.

A Figura 1.3 (d) ilustra a recente tecnologia de módulos-ca em que microinversores fazem o rastreamento da potência de cada módulo individualmente, reduzindo significativamente os efeitos do sombreamento parcial.

Figura 1.3 – Evolução das topologias de inversores FV: (a) central, (b) inversor de fileiras (*string*), (c) multi-fileiras (*multi-string*) e (d) módulo ca (microinversores).



Fonte: Adaptado de (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

1.2.1 Inversores para Fileiras (*Strings*) de Módulos Fotovoltaicos

Os inversores para fileiras (*strings*) de módulos fotovoltaicos são projetados para a conexão de 8 a 15 módulos FV ligados em série, constituindo uma potência de 1,5 a 10,0 kW para aplicações residenciais. Na maioria dos casos, dependendo da potência instalada, as fileiras podem ser conectadas em paralelo antes de serem ligadas à entrada do inversor. Considerando o ponto de vista da manutenção, o uso de inversores de fileira pode ser vantajoso, uma vez que a troca do inversor com defeito pode ser feita pelo instalador local. Além disso, caso o inversor tenha MPPT individual para cada fileira, podem-se instalá-las com diferentes orientações (GREENPRO, 2004). A Figura 1.4 (a) ilustra um modelo de inversor de fileiras.

1.2.2 Inversores Centrais

Os inversores centrais são utilizados em sistemas de grande porte, tais como nas chamadas fazendas solares, com potências de 10 a 250 kW, com conexão à rede trifásica e com algumas fileiras conectadas em paralelo. São inversores com elevado rendimento e por apresentar várias grandes fileiras de módulos, o MPPT pode não ser eficiente para sombreamentos parciais. Um exemplo de inversor central está ilustrado na Figura 1.4 (b).

Figura 1.4 (a) – Tipos de Inversores (a) de fileiras (*string*), (b) centrais, (c) microinversores.



(a)



(b)



(c)

Fonte: (ABB, 2016), (SMA, 2013) e (HOYMILES, 2016).

1.2.3 Microinversores – Módulo-ca

Os microinversores ou módulos-ca são conectados diretamente a cada módulo FV numa faixa de potência de 50 a 250 W e têm como vantagem a capacidade de extrair a máxima potência de cada um, pela utilização de MPPT individual, minimizando os efeitos causados por

possíveis sombreamentos nos arranjos de módulos. Alguns microinversores suportam dois módulos FV conectados em série, atingindo no máximo 500 Wp. Porém, apesar do elevado rendimento, o custo por kWp é elevado e a manutenção é de difícil execução, já que deve ser feita individualmente e por estarem posicionados atrás dos módulos FV. A Figura 1.4 (c) ilustra um microinversor.

Diante do fato de que o investimento inicial para a instalação de tal sistema é ainda elevado para a maioria das famílias brasileiras, acredita-se que o desenvolvimento de sistemas de baixa potência será uma tendência nacional. Tais sistemas, apesar de sua menor capacidade para gerar eletricidade, poderão auxiliar na redução da fatura de energia elétrica, tornando-se a opção mais atraente para os consumidores residenciais. Deste modo, devido ao baixo consumo de energia e à necessidade de implementar inversores solares de baixa potência, acredita-se que o Microinversor/Módulo-ca será a melhor opção para proporcionar uma solução técnica para este mercado competitivo.

Os microinversores para módulos fotovoltaicos podem aperfeiçoar a geração de energia reduzindo os efeitos de sombreamento, uma vez que o processamento da energia de cada módulo fotovoltaico pode ser controlado individualmente (ZIPP, 2015). Portanto, em relação aos Microinversores, é importante observar algumas vantagens oferecidas pelos mesmos, tais como:

- Melhoria no aproveitamento da energia coletada, através de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência para cada módulo ou para no máximo dois módulos conectados em série. Redução de efeitos de sombreamento parcial e perdas por descasamento (*mismatch*) que ocorreriam caso fossem instalados numa mesma fileira módulos FV de modelos diferentes, já que cada microinversor tem um MPPT dedicado, integrando-o em cada módulo FV. Dessa forma, obtém-se um Conversor Integrado ao Módulo FV (MIC – *Module Integrated Converter*) (LI e WOLFS, 2008). Os MICs encontrados no mercado são projetados para serem conectados a módulos FV com baixa tensão, em torno de 20 a 60 V_{MP} para conexão à rede elétrica monofásica de 127/220 V_{rms} ;
- Operação *plug-and-play* (ligar e usar), justificando a simplicidade na instalação;

- Aumento na flexibilidade e modularidade em instalações fotovoltaicas permitindo a expansão futura da potência instalada de acordo com a necessidade e capital a ser investido;
- Elevada densidade de potência em um pequeno peso e volume: produtos comerciais existentes que atendem aos requisitos industriais e de telecomunicações apresentam eficiência de 98% com densidade de potência de 17 W/polegada³ (1 W/cm³) (FREBEL, BLEUS, *et al.*, 2016);
- Desenvolvimento de tecnologia para sistemas fotovoltaicos (*know-how*) no Brasil, o que torna o preço competitivo em relação aos mercados tradicionais nessa área (Alemanha, China, Dinamarca, Japão, Estados Unidos, dentre outros);
- Desenvolvimento de novas topologias com maior custo-benefício: menor número de componentes e maior rendimento;
- Geração de energia fotovoltaica a ser injetada na rede elétrica de baixa tensão após a Resolução Normativa 482 de 2012 e sua respectiva alteração REN 687 de 2015, incentivando a inserção dessa fonte alternativa na matriz energética brasileira;
- Melhora a segurança devido ao fato do comprimento dos cabos cc ser reduzido, descendo do telhado apenas os cabos ca e o condutor de aterramento;

A principal desvantagem dos microinversores é que cada módulo inversor necessita de um sistema de controle de MPPT, elevação de tensão, sincronismo à rede e da malha de controle da corrente injetada separados, o que podem elevar os custos caso sejam instalados vários microinversores em paralelo à rede elétrica (MESSENGER e VENTRE, 2004).

Os autores (RODRIGUEZ, FUENTE, *et al.*, 2013) mostram que o microinversor tem maior vida útil, a qual depende principalmente da tecnologia dos capacitores utilizada (capacitores de filme substituindo os eletrolíticos, por exemplo), e menor tamanho se comparado ao inversor de fileiras de módulos (*strings*) convencional. Para módulos fotovoltaicos conectados em série que alimentarão um inversor de fileira (*string*), além do elevado nível de tensão, o controle de MPPT é feito apenas para a fileira sem maximizar a extração de potência dos módulos individualmente.

Os microinversores comerciais, geralmente, apresentam topologias com transformadores, o que reduz o rendimento e aumenta os custos. Para reduzir o tamanho e peso,

são utilizados transformadores de alta frequência no estágio de elevação de tensão (cc-cc), como o conversor Flyback, por exemplo. O transformador promove a isolamento galvânica entre a rede e o sistema FV, eliminando a corrente de fuga entre os módulos FV e o aterramento, através do aterramento duplo da estrutura (BRITO, 2013).

As topologias de inversores sem transformador criam um circuito incluindo o filtro de saída, a impedância da rede e a capacitância parasita que aparece entre as células do módulo FV e o aterramento. Assim, ocorre a geração de uma corrente de modo comum injetada na rede elétrica, acarretando em um aumento do conteúdo harmônico e interferências eletromagnéticas (EMI). Além disso, essas topologias podem operar com elevadas frequências de operação, reduzindo os elementos reativos e a dissipação de calor, podendo-se produzir conversores com menor peso e volume, tornando-as mais baratas e eficientes (MENESES, BLAABJERG, *et al.*, 2013).

Uma outra característica bastante comum nos microinversores comerciais é que eles apresentam dois estágios, um cc-cc elevador devido à baixa tensão gerada pelo arranjo FV e outro estágio cc-ca para alimentação de cargas locais e/ou injeção à rede elétrica. Diversas topologias de inversores FV de estágio único sem transformador foram propostas para a obtenção de uma estrutura mais compacta e eficiente, tais como os inversores Boost (CACERES e BARBI, 1999), Buck-Boost (KASA, OGAWA, *et al.*, 1999), Flyback (KJAER e BLAABJERG, 2003) e Buck-Boost ZCS (WANG, 2003), as quais serão apresentadas em detalhes no Capítulo II.

1.3 Objetivos

Neste contexto, a busca pelo aumento da eficiência e da redução dos custos, alcançada através da redução do número de dispositivos de estado sólido, em se tratando de inversores de estágio único, motivou o desenvolvimento do Microinversor Boost sem transformador. Com esse objetivo, é possível expandir o desenvolvimento de tecnologia nacional nessa promissora área. A motivação para o desenvolvimento dessa topologia se deve ao fato de tornar possível a expansão do sistema de GD através da modularidade e fácil inserção na rede elétrica de vários inversores operando em paralelo. Consumidores residenciais que pretendem apenas obter uma redução no consumo de energia, mas não têm disponibilidade para um elevado investimento inicial, podem optar por instalar esses sistemas (BONN, 2002).

Nesta pesquisa, a principal meta a ser alcançada é operar conectado à rede elétrica de baixa tensão extraindo a máxima potência dos módulos fotovoltaicos que compõem uma potência de 470 a 500 Wp. Desta forma, o algoritmo de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) será desenvolvido com o intuito de maximizar a produção de energia elétrica proveniente dos módulos fotovoltaicos, assim como algoritmos PLL (*Phase-Locked Loop*) para promover o paralelismo com a rede elétrica e, por consequência, a injeção de potência ativa na rede de distribuição da concessionária local.

1.4 Metodologia

Inicialmente, foi realizada uma revisão bibliográfica de temas relacionados ao desenvolvimento de sistemas microinversores fotovoltaicos e técnicas de controle digitais de MPPT e conexão à rede elétrica. O estudo, projeto e análise de desempenho do sistema proposto será feito inicialmente através de simulação digital em microcomputador utilizando a plataforma *MATLAB/Simulink*[®] e *PSIM*[®]. Após a análise da estrutura proposta através de simulações computacionais e desenvolvimento de uma metodologia de projeto, será implementado um protótipo de 500 W controlado por DSP. Desta forma, objetiva-se a realização de testes experimentais e o aprimoramento da técnica de controle desenvolvida para obtenção dos resultados práticos finais. Assim, o projeto proposto será desenvolvido mediante a execução de seis ações cuja descrição detalhada é evidenciada a seguir:

- A. Revisão Bibliográfica sobre Microinversores de Estágio Único e análise das técnicas de controle digitais para implementação do sistema de controle do MFVCI (carga isolada) e preparação para o sistema conectado à rede elétrica (MFVCR), incluindo o algoritmo de MPPT, PLL (sincronismo) e injeção de corrente à rede elétrica
- B. Estudo, projeto e análise do princípio de funcionamento do sistema proposto através de simulação computacional. Estudou-se o Microinversor proposto operando com carga isolada resistiva e indutiva (MFVCI). Implementação nas plataformas *MATLAB*[®] e *PSIM*[®]. O maior desafio a ser enfrentado nesta etapa do projeto, é o desenvolvimento de uma técnica de controle digital baseada em DSP (microcontrolador) e a supervisão do conversor que compõe o sistema. Após o projeto da estrutura, serão realizadas simulações em diferentes condições de

operação, visando estabelecer o nível de estresse nos semicondutores e estimar as perdas térmicas visando o cálculo dos dissipadores de calor.

- C. Implementação experimental de um protótipo de 500 W do conversor cc-ca que compõe o sistema Microinversor para a avaliação da operação com carga isolada (MFVCI). Elaboração do código de controle do conversor cc-ca e ensaios com carga isoladas e com conexão com a rede ca, e alimentação primária via fonte e emulador de módulos fotovoltaicos.
- D. Construção de um protótipo de 500 W do Microinversor proposto para a avaliação experimental do desempenho e das estratégias de controle implementadas, para o sistema operando com carga isolada (MFVCI). Alimentação primária via fonte e emulador de módulos fotovoltaicos.
- E. Montagem de um circuito de proteção dedicado para a conexão à rede ca. Avaliação experimental da estratégia de controle desenvolvida para o MFVCR, para ensaios com alimentação primária via emulador de módulos fotovoltaicos (SAS) e módulos instalados no laboratório. Serão feitos testes em diversas condições de irradiância, temperatura, inclusive ensaios com os módulos fotovoltaicos sob sombreamento parcial.
- F. Redação de artigos técnicos a serem submetidos em conferências (nacionais e internacionais) e periódicos com os resultados obtidos. Redação do relatório de qualificação e da monografia final (tese) relatando os resultados do trabalho desenvolvido.

1.5 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho está dividido em 5 capítulos e, ao término deste, serão apresentadas as propostas de trabalhos futuros, publicações do presente trabalho, referências bibliográficas.

O Capítulo II apresenta topologias de inversores de estágio único, incluindo a nova topologia de Microinversor Fotovoltaico Boost de Estágio Único para sistemas isolados e conectados à rede elétrica. Além disso, estão apresentadas normatizações relacionadas à integração de geração distribuída nos sistemas elétricos de potência.

No Capítulo III está apresentada a definição do algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama”, etapas de operação do MFVCR, modelagem do circuito de potência para efetuar o controle da malha de corrente da rede utilizando o controlador P-Res e malha de sincronismo com a rede elétrica através do PLL. Esse compensador foi selecionado devido ao erro de regime permanente ser praticamente nulo ao rastrear uma referência senoidal, o que não ocorre com o uso de um compensador Proporcional-Integral (PI).

No Capítulo IV é analisado o desempenho através de simulações e testes experimentais do Microinversor conectado à rede com a técnica de MPPT P&O Modificado “Gama” e a malha de controle da corrente injetada utilizando o compensador Proporcional-Ressonante (P-Res). Além disso, são apresentados testes do P-Res com Compensador Harmônico, avaliação da Corrente de Fuga e testes com sombreamento parcial.

No Capítulo V estão as conclusões finais do trabalho apresentado. Além disso, estão apresentadas as propostas para trabalhos futuros e, finalmente, as publicações vinculadas ao Microinversor Fotovoltaico de Estágio Único alcançadas.

1.6 Conclusão

No Brasil, o programa Luz para Todos assim como os Leilões de Energia de Reserva (LER) geram incentivos para a utilização da energia fotovoltaica. Com isso, faz-se necessário o desenvolvimento de tecnologias nacionais para o processamento da energia solar coletada pelos módulos fotovoltaicos na forma de corrente contínua sendo convertida em corrente alternada para atender a grande parte das cargas presentes em residências. O componente responsável por esse processamento é o inversor, o qual apresenta diversas topologias que variam em termos de eficiência, custo por Watt-pico, potência nominal e aplicações, tais como para sistemas FV autônomos e conectados à rede elétrica. O Microinversor de estágio único proposto nessa pesquisa, deverá efetuar todas as tarefas, tais como, o MPPT, o controle da injeção de corrente na rede elétrica, a elevação da tensão e o sincronismo à rede para geração das referências senoidais no controle.

CAPÍTULO II

Nova Topologia de Microinversor Fotovoltaico de Estágio Único e Normatizações

2.1 Introdução

Em qualquer sistema fotovoltaico (FV), o inversor é um componente fundamental responsável pelo controle do fluxo de energia entre os módulos FV, as cargas e a rede elétrica. Neste Capítulo será apresentada a diferença entre topologias de inversores VSI e CSI e as topologias de estágio único sem transformador encontradas na literatura, tanto para sistemas conectados à rede elétrica como para sistemas com cargas isoladas. Em seguida, será apresentada a topologia proposta de Microinversor Boost de Estágio Único sem Transformador com Quatro Interruptores, com o estudo da normatização referente à inserção de inversores na rede elétrica de baixa tensão.

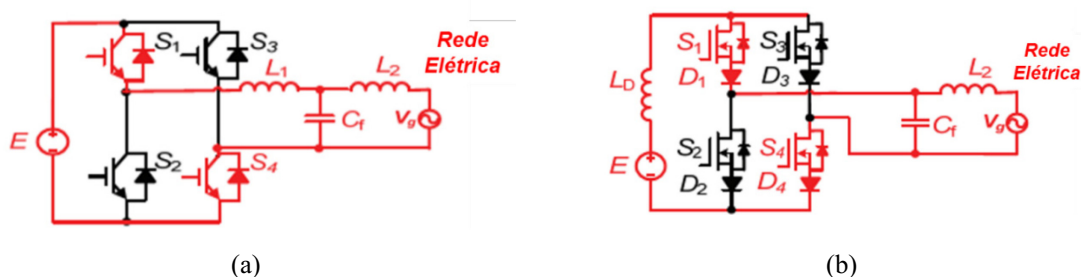
2.2 Topologias de Inversores Fotovoltaicos

Os inversores para Sistemas Fotovoltaicos são classificados de acordo com o número de estágios de processamento de potência; tipo de desacoplamento de potência; utilização de transformador tanto em baixa quanto em alta frequência e o tipo de estágio de potência.

Em inversores de fonte de tensão (VSI), a tensão da fonte de entrada cc é essencialmente constante e independente da corrente drenada pela carga. O inversor VSI é do tipo abaixador (buck), e a tensão do barramento cc deve ser maior que o valor de pico da tensão da rede elétrica. Esse conversor não necessita de um indutor grande como um elemento armazenador de energia e pode ser ilustrado na Figura 2.1 (a), em que o filtro de saída é do tipo LCL (WU e BLAABJERG, 2013).

O inversor fonte de corrente CSI é do tipo elevador de tensão (boost), por possuir um indutor grande em série com a fonte de tensão cc, impedindo que ocorram variações na corrente, mantendo um nível constante da corrente de alimentação (AHMED, 2000). A Figura 2.1 (b) mostra um inversor CSI com filtro de saída do tipo CL.

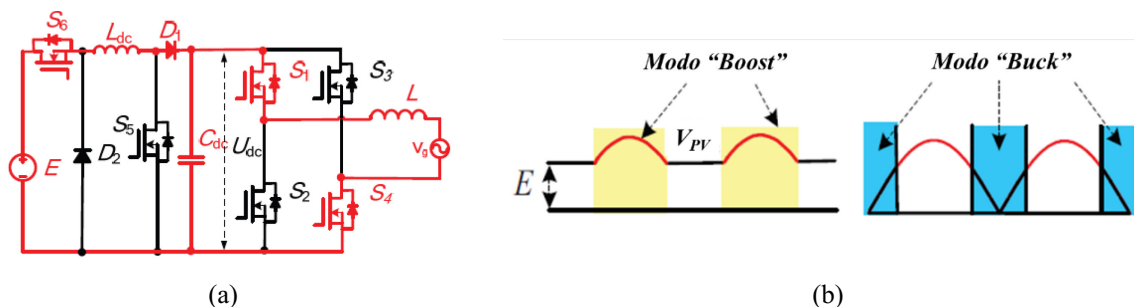
Figura 2.1 – Topologias de inversores monofásicos: (a) VSI e (b) CSI.



Fonte: (WU e BLAABJERG, 2013).

Algumas topologias para sistemas FV foram também propostas: inversor multinível e inversor *Z-source* (ZSI). Com relação aos inversores multiníveis, verifica-se que o circuito de potência apresenta alta complexidade devido ao uso de interruptores adicionais e pode não ser uma opção confiável. Quanto ao Inversor *Z-source* (ZSI), tem o potencial de oferecer um circuito de potência de estágio único, porém tem sido relatado que eles apresentam ondulação de corrente de entrada elevada, podendo aumentar o estresse nos indutores e capacitores no barramento cc (WU e BLAABJERG, 2013).

Além disso, os autores (WU e BLAABJERG, 2013) apresentam uma outra topologia conhecida como “*Aalborg de dois níveis e três estágios*”, ilustrada na Figura 2.2 (a). Observa-se que um estágio opera em alta frequência (Boost ou Buck) e o estágio de potência de saída opera na frequência da rede. As formas de onda incluindo as etapas de operação do modo “Boost”, em que a tensão de saída é maior que a tensão de entrada e o modo “Buck”, em que a tensão de saída é menor que a tensão de entrada, estão apresentadas na Figura 2.2 (b).

Figura 2.2 – (a) Inversor monofásico “*Aalborg de dois níveis e três estágios*” conectado à rede e (b) formas de onda incluindo as etapas de operação do modo “Boost” e “Buck”.


Fonte: (WU e BLAABJERG, 2013).

A topologia de estágio único de três estados (*tri-state*) monofásica proposta por (BRITO, 2013) realiza o controle independente da entrada através do MPPT P&O e da saída com o controle da injeção da corrente. Sabendo que as tensões geradas pelos módulos FV são baixas, essa topologia apresenta a etapa de operação para elevação de tensão.

Para sistemas fotovoltaicos com potências inferiores a 1 kW, devido às baixas tensões dos arranjos FV necessitam de um estágio elevador constituído por conversor cc-cc conectado ao estágio inversor pelo barramento cc. Os conversores de dois estágios apresentam a desvantagem da eficiência reduzida, porém permitem a operação em uma ampla faixa de tensão de entrada (KAVIMANDAN e DAS, 2013). Para as topologias de inversores de estágio único, as quais serão apresentadas no item 2.3, verifica-se que ao invés de um barramento cc que está presente nas topologias de dois estágios, é instalado um capacitor em paralelo com os módulos FV. Ele é necessário para o desacoplamento de potência e garantir a operação ótima do sistema (GARCIA, BUIATTI, *et al.*, 2013).

As topologias de inversores, além de serem diferenciadas em termos do tipo de fonte (VSI ou CSI) e quantidade de estágios de operação, podem operar com carga isolada e conectada à rede. Sabe-se que os arranjos FV constituem fontes não despacháveis, ou seja, são dependentes das condições climáticas. Dessa forma, existe a necessidade de uma fonte despachável conectada em paralelo à entrada do inversor para que ocorra a manutenção da frequência e tensão. Como o sistema FV isolado alimenta uma carga não crítica, ele poderia operar caso a potência disponível pelo arranjo FV seja maior que a da carga, sem a utilização do algoritmo de MPPT. Para este caso, a estratégia de controle deverá apresentar uma malha de tensão de saída, para que mantenha a tensão V_o em níveis adequados para a alimentação da carga. O sistema FV conectado à rede, por sua vez, tem a saída do tipo fonte de corrente, sendo necessária a inserção de um indutor de acoplamento entre a saída do inversor e a rede, tendo malha de controle da corrente injetada (BRITO, 2013), (ESPINOZA, JOOS e ZIOGAS, 1993).

2.3 Topologias de Inversores de Estágio Único sem Transformador

De acordo com (XUE, CHANG, *et al.*, 2004), os inversores de estágio único apresentam estruturas simples, menor número de componentes, baixo custo e elevado rendimento, entretanto têm faixa limitada de tensão de entrada, por integrar o estágio de elevação e a conversão cc-ca. Já os inversores de múltiplos estágios apresentam uma ampla faixa de variação de tensão de entrada, porém apresentam elevado custo, estrutura complexa e baixo rendimento.

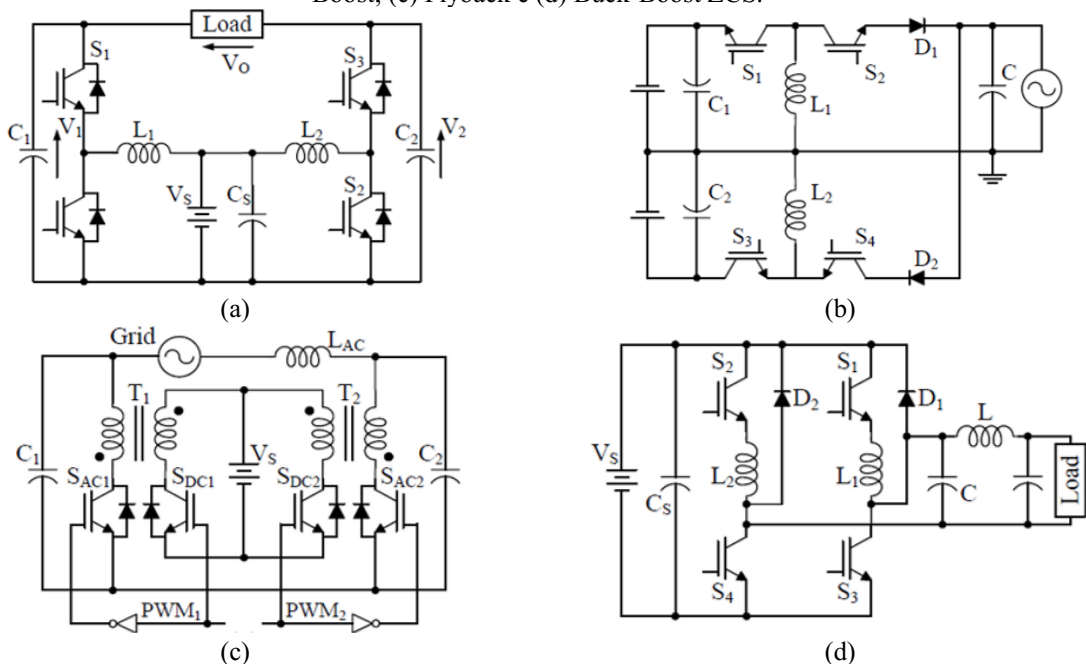
Considerando as vantagens das topologias de estágio único, elas serão o foco da presente pesquisa. As topologias de um estágio de processamento de energia devem converter uma tensão cc variável, devido à intermitência da geração fotovoltaica e que é geralmente menor que a tensão de saída requerida, em tensão ca para aplicações isoladas, ou em uma corrente ca

de frequência fixa e com baixa distorção harmônica para aplicações conectadas à rede (PEÑA, 2012).

As topologias monofásicas e de estágio único, podem ser classificadas com relação ao número de interruptores semicondutores, sendo que para a pesquisa em questão serão estudadas as topologias de quatro interruptores. Na literatura são encontradas várias topologias, tais como o inversor Boost não isolado com quatro interruptores, na qual a tensão ca é obtida através da diferença das saídas dos conversores Boost cc-cc com fonte comum, que apresentam ondulações senoidais deslocadas de 180° , ou seja, cada Boost opera para gerar um semiciclo da onda senoidal (CACERES e BARBI, 1999), como ilustrado na Figura 2.3 (a).

A topologia proposta por (KASA, OGAWA, *et al.*, 1999) utiliza dois conversores Buck-Boost, conforme a Figura 2.3 (b), que fornecem cada semiciclo da tensão de saída a partir de uma fonte cc simétrica, permitindo a realização do MPPT caso seja alimentado por módulos FV. Uma outra topologia se baseia na estrutura do Flyback cc-cc, ilustrado na Figura 2.3 (c), em que são utilizados dois conversores cc-cc para gerar uma onda ca. Uma vantagem dessa estrutura é o isolamento galvânico em alta frequência, reduzindo o peso e o tamanho do transformador (KJAER e BLAABJERG, 2003). Outra topologia de estágio único com quatro interruptores e comutação com corrente zero (ZCS – *Zero-Current Switching*) foi proposta por (WANG, 2003) sendo denominada Buck-Boost ressonante, mostrado na Figura 2.3 (d).

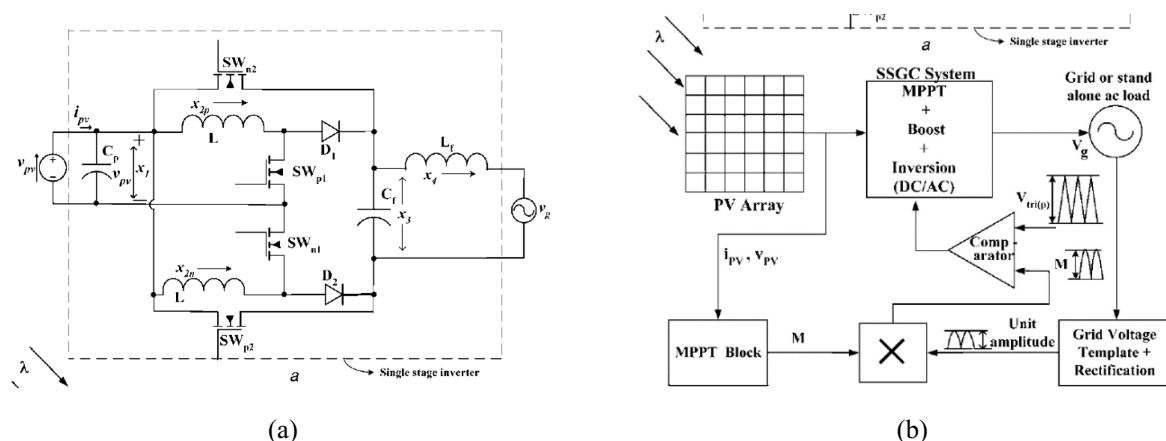
Figura 2.3 – Topologias de inversores de estágio único e quatro interruptores: (a) inversor Boost; (b) Buck-Boost; (c) Flyback e (d) Buck-Boost ZCS.



Fontes: (CACERES e BARBI, 1999), (KASA, OGAWA, *et al.*, 1999), (KJAER e BLAABJERG, 2003) e (WANG, 2003).

Uma outra topologia baseada no princípio Buck-Boost está apresentada na Figura 2.4 (a) e a respectiva técnica de controle mostrada na Figura 2.4 (b). Com apenas quatro interruptores: dois operando em alta frequência e os outros dois em baixa frequência, fazendo com que a topologia proposta tenha baixas perdas de chaveamento e de condução (JAIN e AGARWAL, 2007).

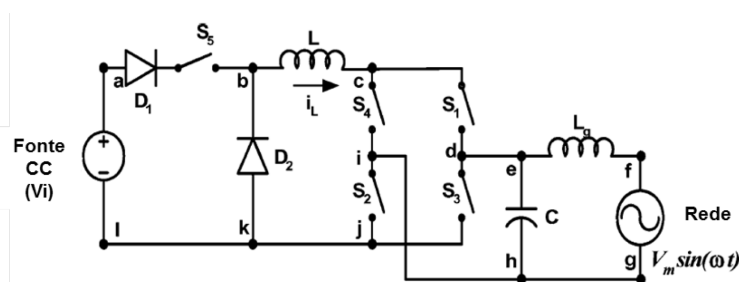
Figura 2.4 (a) Topologia Buck-boost proposta; (b) esquemático com a lógica de controle do conversor.



Fonte: (JAIN e AGARWAL, 2007).

Os autores (PRASAD, JAIN e AGARWAL, 2008) apresentam a topologia de um inversor de estágio único, ilustrado na Figura 2.5, o qual pode operar como um inversor buck, boost ou buck-boost, alternando o tipo de operação mesmo com o conversor em operação. Os autores apontam que as correntes de pico do indutor L são reduzidas, na operação do inversor buck-boost como boost, no momento em que a tensão no lado cc é menor que a tensão instantânea da rede elétrica ($V_{cc} < V_{Rede}$). Dessa forma, durante a operação na configuração boost garante-se um menor tempo de chave fechada, menores perdas por chaveamento e, consequentemente, maior rendimento. Além disso, a topologia pode operar com ampla faixa de tensão de entrada cc.

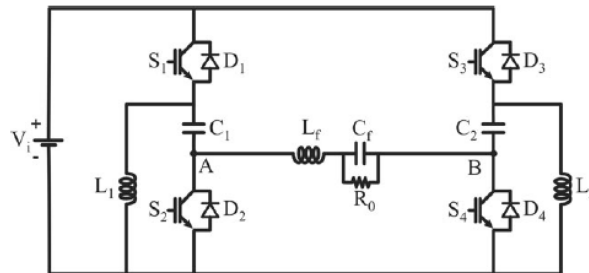
Figura 2.5 – Topologia de inversor de estágio único, o qual pode operar como buck, buck-boost ou boost.



Fonte: (PRASAD, JAIN e AGARWAL, 2008).

Em (PIAZZA e BARBI, 2014), os autores apresentaram uma nova topologia de inversor de tensão ilustrada na Figura 2.6, podendo ser elevadora (boost) ou abaixadora (buck) da tensão de entrada. Ela foi concebida para cargas isoladas, com apenas um estágio de processamento de potência e sem o uso de transformadores.

Figura 2.6 – Topologia de inversor de estágio único com carga isolada resistiva.



Fonte: (PIAZZA e BARBI, 2014)

À luz da revisão bibliográfica apresentada, a Tabela 2.1 ilustra uma comparação entre as topologias de estágio único analisadas, em termos do número de interruptores, número de estágios, elementos para o desacoplamento de potência e se são topologias sem transformador. As topologias de inversores estudadas são: Boost Não-Isolado (CACERES e BARBI, 1999), Buck-Boost (KASA, OGAWA, *et al.*, 1999), Flyback (KJAER e BLAABJERG, 2003), Buck-Boost Ressonante (WANG, 2003), Fonte de Tensão (VSI) com filtro de saída LCL (WU e BLAABJERG, 2013), Fonte de Corrente (CSI) com filtro de saída CL (WU e BLAABJERG, 2013), Elevador/Abaixador (Boost/Buck) (PIAZZA e BARBI, 2014) e a topologia proposta (MFVCI e MFVCR). A última topologia, a qual é proposta no presente trabalho, não apresenta isolamento galvânico, nem aterramento em nenhum dos polos do arranjo FV, sendo que o aterramento é feito exclusivamente nas molduras dos módulos FV.

Tabela 2.1 – Topologias dos inversores de estágio único analisados.

Topologia	Número de Interruptores	Número de Estágios	Elementos para Desacoplamento de Potência	Sem Transformador
Inversor Boost Não-isolado (CACERES e BARBI, 1999)	4	Um	Capacitor de entrada grande ou capacitores intermediários	Sim
Inversor Buck-Boost (KASA, OGAWA, <i>et al.</i> , 1999)	4	Um	Capacitores de entrada grandes ou capacitores intermediários	Sim
Inversor Flyback (KJAER e BLAABJERG, 2003)	4	Um	Capacitores intermediários	Não (Transformador de Alta Frequência)
Inversor Buck-Boost Ressonante (WANG, 2003)	4	Um	Capacitor de entrada grande	Sim

Topologia	Número de Interruptores	Número de Estágios	Elementos para Desacoplamento de Potência	Sem Transformador
Inversor Fonte de Tensão (VSI) com filtro de saída LCL (WU e BLAABJERG, 2013)	4	Um	Topologia apresentada com alimentação por fonte cc. Falta a análise da topologia operando com módulos FV, então capacitores de entrada grandes ou intermediários podem ser necessários	Sim
Inversor Fonte de Corrente (CSI) com filtro de saída CL (WU e BLAABJERG, 2013)	4	Um	Topologia apresentada com alimentação por fonte cc. Falta a análise da topologia operando com módulos FV, então capacitores de entrada grandes ou intermediários podem ser necessários	Sim
Inversor Elevador/Abaixador (PIAZZA e BARBI, 2014)	4	Um	Topologia apresentada com alimentação por fonte cc. Falta a análise da topologia operando com módulos FV, então capacitores de entrada grandes ou intermediários podem ser necessários	Sim
Topologia Proposta (MFVCI e MFVCR)	4	Um	Grandes capacitores de entrada ou capacitores intermediários	Sim

Fonte: Adaptado de (XUE, CHANG, *et al.*, 2004).

2.4 Eficiência dos Microinversores em Comparação aos Inversores de Fileiras

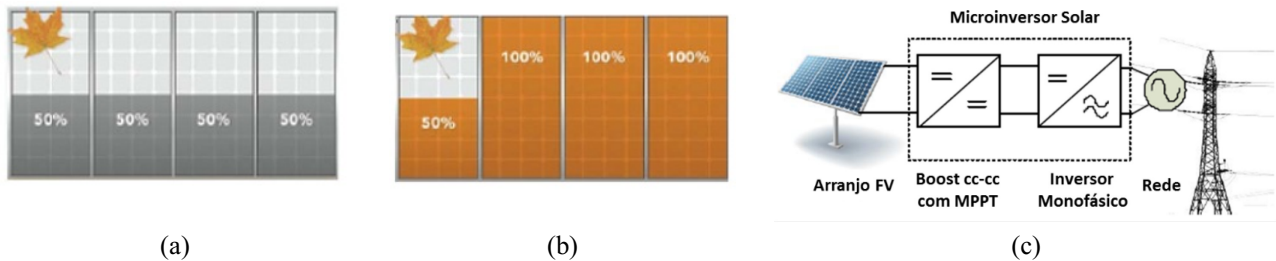
Pelo fato dos inversores de fileiras serem baseados em conexões série de vários módulos FV por meio de cabos cc, esses sistemas podem apresentar problemas tais como: perdas por descasamento (*mismatching*) caso os módulos tenham características diferentes; utilização de apenas um algoritmo de MPPT para um grande grupo de módulos FV e o risco de arco elétrico devido ao longo cabeamento cc (SALMI, BOUZGUENDA, *et al.*, 2012).

Os microinversores podem aumentar os custos por módulo FV, ou custos por Wp. Por outro lado, a eficiência é maior, se comparado aos inversores de fileiras, por reduzir as perdas por descasamento dos módulos FV (ganho de 3 a 5% de eficiência); redução das perdas por sombreamento parcial (ganho de 5 a 25%) e redução de falhas (ganho de 0 a 15%). Verifica-se também um ganho de 3 a 10% em relação ao MPPT, o qual é feito individualmente pelos microinversores e, por fim, verifica-se um aumento da segurança e utilização da área do telhado por possibilitar a instalação de módulos em diferentes inclinações (TAO e XUE, 2013).

A Figura 2.7 (a) apresenta o desempenho dos inversores de fileiras com relação ao sombreamento parcial de um módulo e verifica-se que nessa condição toda a captura de energia da fileira fica comprometida. A Figura 2.7 (b) mostra que se for utilizado um microinversor para cada módulo soluciona-se esse problema. A Figura 2.7 (c) mostra o diagrama de um

microinversor fotovoltaico conectado à rede elétrica com dois estágios (INSTRUMENTS, 2014), (TAO e XUE, 2013).

Figura 2.7 – Influência do sombreamento na coleta de energia: (a) em inversores de fileiras; (b) em microinversores (um para cada módulo) e (c) estrutura proposta de Microinversor Conectado à Rede Elétrica.



Fonte: (TAO e XUE, 2013) e (INSTRUMENTS, 2014)

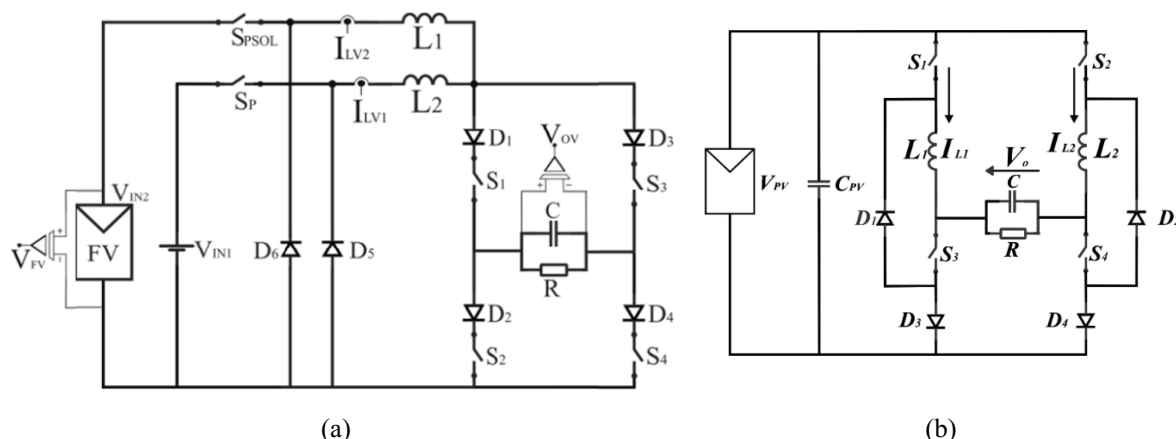
2.5 Nova Topologia de Microinversor Fotovoltaico Boost de Estágio Único com Quatro Interruptores Sem Transformador

Os autores (GARCIA, FREITAS, *et al.*, 2011), (GARCIA, FREITAS, *et al.*, 2012), (GARCIA, BUIATTI, *et al.*, 2013), (GARCIA, 2015) desenvolveram uma topologia de inversor de estágio único Buck-Boost monofásico com seis interruptores e com dois indutores, a qual é do tipo CSI (fonte de corrente), em que a tensão de saída é controlada por meio do chaveamento por histerese. Ela é regulada ao correto valor por meio do controle da energia do indutor (L). Essa topologia foi implementada para aplicações com fontes alternativas de energia, tais como, Módulos Fotovoltaicos (FV) e Células a Combustível (FC - *Fuel Cells*), e está ilustrada na Figura 2.8 (a).

A nova topologia de Microinversor Fotovoltaico Boost de Estágio Único, ilustrada na Figura 2.8 (b), é uma variação topológica do inversor apresentado anteriormente, tendo como principal característica a tensão de saída amplificada, através do modo de operação Boost com formas de onda de tensão de saída e corrente nos indutores Boost totalmente controladas. Pode-se destacar que a grande vantagem da nova topologia é apresentar um número reduzido de interruptores semicondutores e diodos se comparado às demais topologias de estágio único e diante da topologia Buck-Boost anterior, como apresentado na Tabela 2.2. Entretanto, a nova topologia requer um número maior de sensores de corrente e tensão, por apresentar dois indutores Boost L_1 e L_2 , cada um operando em seu respectivo semiciclo da forma de onda senoidal, e por necessitar da referência da rede elétrica (V_{Rede}) (para a topologia conectada à rede).

Pode ser aplicada uma ampla faixa de tensão de entrada, fazendo com que o inversor proposto seja adequado para aplicações em sistemas FV conhecidos como módulos-ca constituídos por um ou dois módulos FV. Observa-se que a tensão ca comercial de 110 Vrms pode ser fornecida a partir de uma fonte de baixa tensão, como demonstrado no presente trabalho.

Figura 2.8 – (a) Conversor Buck-Boost de Estágio Único sem transformador proposto inicialmente; (b) Microinversor Boost de estágio único sem transformador com quatro interruptores.



Fonte: (GARCIA, FREITAS, *et al.*, 2012), (GARCIA, BUIATTI, *et al.*, 2013), (GARCIA, 2015), (MELO, GARCIA, *et al.*, 2012) e (MELO, GARCIA, *et al.*, 2013).

Tabela 2.2 – Comparação entre as topologias analisadas: Buck-Boost e Microinversor Boost.

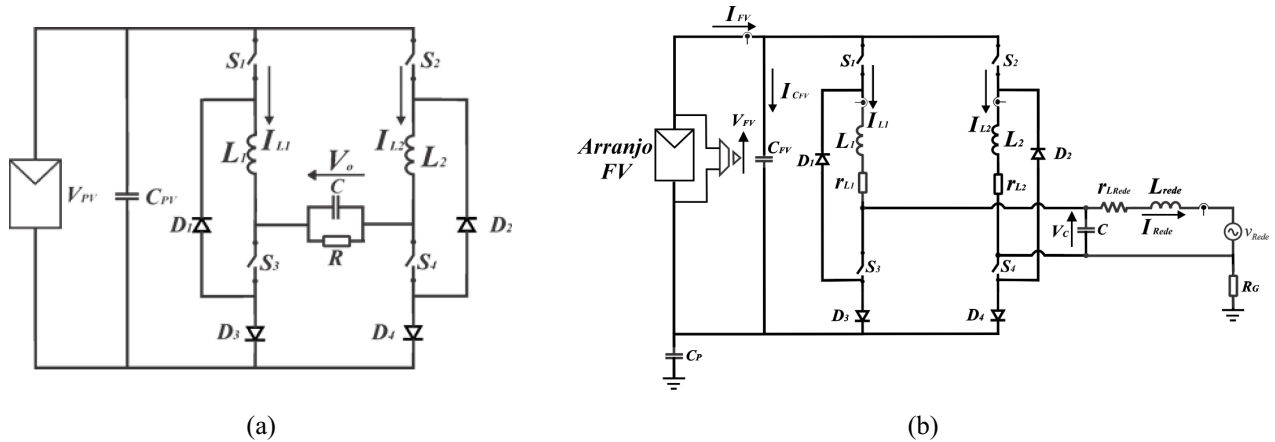
Topologias Analisadas	Inversor Buck-Boost (Carga Isolada)	Microinversor Boost (Carga Isolada)
Quantidade	Unidades	
Interruptores	6	4
Diodos	6	4
Indutores	2	2
Sensores de Corrente	3	3
Sensores de Tensão	2	3
Capacitores (Entrada e Saída)	2	2
Transformador Baixa Frequência/ Alta Frequência	0	0

Fonte: Dados do próprio autor.

A nova topologia foi avaliada no presente trabalho com carga isolada (MELO, GARCIA, *et al.*, 2012) e (MELO, GARCIA, *et al.*, 2013) como ilustrado na Figura 2.9 (a) e conectado à rede elétrica, mostrado na Figura 2.9 (b). Outras importantes contribuições são o desenvolvimento de um algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama” e a modelagem utilizando espaço de estados médio para obtenção das funções de transferência da planta e do controlador PI, o qual ajusta a tensão de saída do conversor operando com carga isolada. Foi realizada também uma modelagem da estrutura de potência do conversor operando conectado

à rede elétrica, com o objetivo de definir o melhor controlador da malha de corrente na rede elétrica, utilizando o Proporcional-Ressonante (P-Res), que será abordado no Capítulo III.

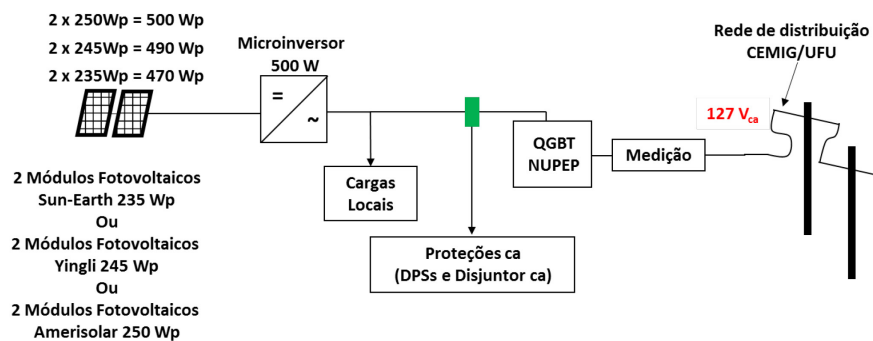
Figura 2.9 – (a) Microinversor FV Boost com carga isolada; (b) Microinversor FV Boost conectado à rede elétrica.



Fonte: (MELO, GARCIA, *et al.*, 2012), (MELO, GARCIA, *et al.*, 2013).

A Figura 2.10 mostra um esquemático do sistema de geração distribuída segundo a REN-482, REN-687 da ANEEL e a ND 5.30 da CEMIG-D. Com isso, é possível verificar como o Microinversor proposto será conectado à rede elétrica e verifica-se que no lado ca é requerido um disjuntor, podendo ser acrescentado um Dispositivo de Proteção contra Surtos (DPS) no lado ca.

Figura 2.10 – Esquemático do sistema de geração distribuída FV em conformidade com a REN-482, REN-687 e ND 5.30 da CEMIG-D.



Fonte: (ANEEL, 2012), (ANEEL, 2015) e (CEMIG DISTRIBUIÇÃO S.A., 2016).

2.6 Normatização para a Conexão à Rede Elétrica de Sistemas Fotovoltaicos (SFVCR)

As topologias de inversores fotovoltaicos para sistemas de GD devem, além de apresentar baixo custo e elevado rendimento, atender às normas dos órgãos internacionais apresentados na Tabela 2.3, com relação aos requisitos de interconexão de geração distribuída à rede elétrica.

Tabela 2.3 – Órgãos internacionais responsáveis pelo desenvolvimento de normas para a interconexão de sistemas de GD à rede elétrica.

Instituição	País
IEEE (<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>)	Estados Unidos
IEC (<i>International Electrotechnical Commission</i>)	Suíça
DKE (<i>German Commission for Electrical, Electronic and Information Technologies of DIN and VDE</i>)	Alemanha

Fonte: (PINHO e GALDINO, 2014).

Na Tabela 2.4 estão apresentadas as normas internacionais IEEE 1547-2003, IEEE 1547.1-2005, IEEE 1547.2-2005, IEEE 929-2000, UL 1741, IEC 61727-2004, IEC 62116 Ed.1-2005 e VDE 0126-1-1 2006. As normas nacionais ABNT NBR 16149, ABNT NBR 16150, ABNT NBR 16274, Módulo 3 - PRODIST e Módulo 8 – PRODIST se encontram na Tabela 2.4 que determinam os requisitos mínimos para a conexão à rede elétrica de microgeração distribuída (PATEL, 2005).

Tabela 2.4 – Descrição das principais normas nacionais e internacionais para a interconexão de sistemas de GD à rede elétrica.

Normas	Descrição
Normas Internacionais	
IEEE 1547-2003	Norma sobre os procedimentos para os testes de conformidade para interconexão de equipamentos de geração distribuída em Sistemas Elétricos de Potência
IEEE 1547.1-2005	
IEEE 1547.2-2005	
IEEE 929-2000	Práticas recomendadas para a interface da rede elétrica de sistemas fotovoltaicos (FV) – incorporado na norma IEEE 1547
UL 1741	Padrões para Inversores, Conversores e Controladores para Uso em Sistemas Independentes de Potência – compatível com a norma IEEE 1547
IEC 61727 – 2004	Sistemas Fotovoltaicos (FV) – Características da Interface à Rede Elétrica
IEC 62116 Ed. 1 2005	Procedimento de teste para medidas de prevenção contra ilhamento na interface à rede elétrica de inversores fotovoltaicos (descreve os testes para o IEC 61727)
VDE 0126-1-1 2006	Dispositivo de desconexão automática entre um gerador e a tensão da rede de baixa tensão.
Normas Nacionais	
ABNT NBR 16149 - 2013	Sistemas Fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. Estabelece as recomendações específicas para a interface de conexão entre os sistemas fotovoltaicos e a rede de distribuição de energia.
ABNT NBR 16150 - 2013	Sistemas Fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – Procedimento de ensaio de conformidade. Estabelece os procedimentos de ensaio para verificar se os equipamentos utilizados na interface de conexão entre o sistema FV e a rede de distribuição de energia estão em conformidade com os requisitos da ABNT NBR 16149.

Normas	Descrição
ABNT NBR 16274 - 2014	Requisitos mínimos para documentação, ensaios de comissionamento, inspeção e avaliação de desempenho. Estabelece a documentação mínima que deve ser elaborada após a instalação de um sistema FV conectado à rede. Descreve os ensaios de comissionamento e os critérios de inspeção necessários para avaliar a segurança da instalação e a operação do sistema
Módulo 3 PRODIST (ANEEL)	Acesso ao Sistema de Distribuição: estabelece as condições de acesso, compreendendo a conexão e o uso do 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.
Módulo 8 PRODIST – Revisão 8 (ANEEL)	Estabelece os procedimentos quanto à qualidade da energia elétrica, abordando a qualidade do produto, que incluem os valores de referência quanto à conformidade de tensão em regime permanente e às perturbações na forma de onda de tensão. Além disso, é apresentada a metodologia para a avaliação da qualidade do serviço prestado.

Fonte: (PRODIST-ANEEL, 2012), (PINHO e GALDINO, 2014).

A Tabela 2.5 apresenta as normas ABNT NBR 16149, IEC 61727, IEEE 1547-2008, EN 61000-3-2, VDE 0126-1-1 que tratam sobre a interconexão de sistemas FV conectados à rede elétrica (MENESES, BLAABJERG, *et al.*, 2013).

Tabela 2.5 – Resumo das normas de interconexão dos Sistemas FV conectados à rede.

Normas	ABNT NBR 16149		IEC 61727		IEEE 1547-2008		EN 61000-3-2		VDE 0126-1-1	
Potência Nominal	-		10 kW		30 kW		16 A – 230 V		-	
	Ordem (h)	Limite	Ordem (h)	Limite	Ordem (h)	Limite	Ordem (h)	Limite (A)	Ordem (h)	Limite (A/MVA)
Conteúdo Harmônico	3-9	< 4,0 %	3-9	4,0%	3-9	4,0%	3	2,3	3	3
	11-15	< 2,0 %	11-15	2,0%	11-15	2,0%	5	1,14	5	1,5
	17-21	< 1,5%	17-21	1,5%	17-21	1,5%	7	0,77	7	1
	23-33	< 0,6 %	23-33	0,6%	23-33	0,6%	9	0,4	9	0,7
					> 35	0,3%	11	0,33	11	0,5
							13	0,21	13	0,4
	2-8	< 1,0 %	Harmônicas pares são limitadas a 25 % dos limites das ordens harmônicas ímpares				(15-39)	2,25/h	17	0,3
	10-32	< 0,5 %							19	0,25
							2	1,08	23	0,2
							4	0,43	25	0,15
				6	0,3	(25-40)	3,75/h			
DHT<5%		DHT<5%				(8-40)	1,84/h	Par	1,5/h	
								>40	4,5/h	
Injeção de Corrente cc	Tempo máximo para desligamento de 1 s se componente cc > 0,5% da corrente nominal do inversor		Menos de 1 % da corrente de saída nominal		Menos de 0,5 % da corrente de saída nominal		<0,22 A		<1 A; tempo máximo para desligamento de 0,2 s	
Desvios de tensão	Faixa (%)	Tempo (s)	Faixa (%)	Tempo (s)	Faixa (%)	Tempo (s)	-		Faixa (%)	Tempo (s)
	V<80	0,4	V<50	0,1	V<50	0,16			V < 85	0,2
	80≤V≤110	Regime Normal de Operação	50≤V<88	2	50≤V<88	2		V≥110	0,2	
	110<V	0,2	110≤V<120	2	110≤V<120	1				
			V≥120	0,05	V≥120	0,16				
Desvios de Frequência	Faixa (Hz)	Tempo para desligamento (s)	Faixa (Hz)	Tempo (s)	Faixa (Hz)	Tempo (s)	-		Faixa (Hz)	Tempo (s)
	59,5f<60,5	0,2	49<f<51	0,2	59,3<f<60,5	0,16			47,5<f<50,2	0,2

Normas	ABNT NBR 16149	IEC 61727	IEEE 1547-2008	EN 61000-3-2	VDE 0126-1-1
Potência Nominal	-	10 kW	30 kW	16 A – 230 V	-
Correntes de Fuga	-	-	-	-	Corrente Média (mA)
					30
					60
					100
					300 (pico)
					Tempo (s)
					0,3
					0,15
					0,04
					0,3

Fonte: (MENESES, BLAABJERG, *et al.*, 2013).

2.7 Compatibilidade Eletromagnética – EMC (*Electromagnetic Compatibility*)

Na Tabela 2.6 estão apresentadas as normas IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-12, EN 61000-3-3 e IEC 61000-3-11, que tratam da Compatibilidade Eletromagnética (EMC), as quais os inversores FV devem atender.

Tabela 2.6 – Descrição das principais normas que tratam da Compatibilidade Eletromagnética (EMC).

Normas	Descrição
IEC 61000-3-2, Ed. 3.0 - 2005	Compatibilidade eletromagnética – Parte 3-2: Limites para emissões de correntes harmônicas (corrente de entrada do equipamento ≤ 16 A por fase).
EN 61000-3-3, Ed. 1.2 - 2005	Compatibilidade eletromagnética – Parte 3-3: Limitação das variações de tensão, das flutuações de tensão e efeito <i>flicker</i> em sistemas elétricos de baixa tensão, para equipamentos com corrente nominal ≤ 16 A por fase e não sujeitos à conexão condicional.
IEC 61000-3-11, Ed. 1 - 2000	Compatibilidade eletromagnética – Parte 3-11: Limitação das variações de tensão, das flutuações de tensão e efeito <i>flicker</i> em sistemas elétricos de baixa tensão – equipamentos com corrente nominal ≤ 75 A e sujeitos a conexão condicional.

Fonte: (MENESES, BLAABJERG, *et al.*, 2013).

2.8 Critérios para Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica Injetada na Rede da Concessionária

Para cargas ca locais e para a energia injetada na rede elétrica foram estabelecidos critérios com relação à qualidade da energia elétrica. São avaliados os seguintes parâmetros: tensão, cintilação (*flicker*), frequência, distorção harmônica e fator de potência. O sistema FV deverá ser desconectado da rede elétrica, caso não atenda aos requisitos estabelecidos. Além

disso, será abordada a questão do fator de rastreamento do ponto de máxima potência e do desempenho global dos sistemas FV.

2.8.1 Injeção de Corrente Contínua

A injeção de corrente cc na rede elétrica pode ocasionar a saturação dos transformadores instalados nas redes de distribuição, gerando sobreaquecimento e acionamento dos disjuntores feitos pelos relés. Para os sistemas FV convencionais com isolamento galvânica, esse problema é minimizado, porém as topologias de inversores FV sem transformador podem injetar uma significativa corrente cc na rede. Essa corrente resulta da assimetria entre o pico positivo e o negativo da corrente injetada, a qual pode ser mitigada através de modificações no arranjo topológico ou no sistema de controle.

Para as normas IEEE 1547 (IEEE, 2003) e IEC 61727, a componente cc da corrente deverá ser medida utilizando a análise harmônica. Durante o teste, a componente cc medida deverá estar menor que os limites para diferentes condições de carga (1/2, 2/3 e 3/3 da carga nominal). De acordo com o artigo (SALMI, BOUZGUENDA, *et al.*, 2012), outras normas tais como a IEEE 929-2000 (IEEE, 2000), IEC 61727, IEEE 1547 e EN 61000-3-2 definiram que a máxima corrente cc injetada na rede elétrica está entre 0,5% e 1% da corrente eficaz nominal. A VDE 0126-1-1 limita a injeção de corrente cc menor que 1 A, sendo o tempo máximo para abertura do disjuntor ajustado em 0,2 s caso exceda essa condição.

2.8.2 Distorção Harmônica Total de Corrente e Tensão – DHT_I e DHT_V

A distorção harmônica total de corrente (DHT_I) para as normas IEEE 1547, IEC 519-1992 e IEC 61727 é de 5 % para operação do sistema na potência nominal. Além disso, verifica-se que o limite de distorção total de tensão no ponto de acoplamento comum com tensões inferiores a 69 kV é de 5,0% conforme a IEEE 519-1992.

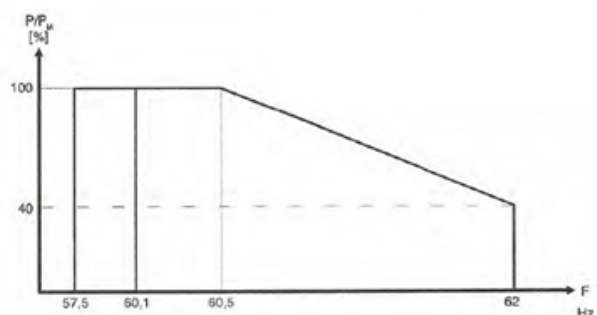
2.8.3 Variação da Frequência da Rede Elétrica (f_{rede})

A norma NBR 16150 mostra que, quando a frequência da rede assume valores abaixo de 57,5 Hz, o sistema FV deve cessar o fornecimento de energia à rede em até 0,2 segundos. O

sistema somente deve voltar a fornecer energia à rede quando a frequência retornar a 59,9 Hz, após o intervalo de reconexão estipulado pela norma. Quando a frequência da rede ultrapassar 60,5 Hz e estiver abaixo de 62 Hz, o sistema FV deve reduzir a potência ativa injetada na rede. O sistema FV somente deve aumentar a potência ativa injetada quando a frequência da rede retornar para a faixa de $60 \text{ Hz} \pm 0,05 \text{ Hz}$, por no mínimo 300s.

Caso a frequência da rede ultrapasse 62 Hz, o sistema FV deve interromper o fornecimento de energia em até 0,2 s. O sistema deve retornar o fornecimento de energia no momento em que a frequência retornar para 60,1 Hz, conforme mostra a Figura 2.11.

Figura 2.11 – Curva de operação do sistema FV em função da frequência da rede para a desconexão por variação de frequência.



Fonte: (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2013).

De acordo com o Módulo 8 do PRODIST (PRODIST-ANEEL, 2016), em regime permanente, os inversores devem operar entre 59,9 Hz e 60,1 Hz. As instalações de geração conectadas ao sistema de distribuição devem garantir que a frequência retorne para a faixa de 59,5 Hz a 60,5 Hz em um prazo de 30 segundos, permitindo que o sistema se recupere após ocorrências de distúrbios no sistema de distribuição.

2.8.4 Fator de Potência (F.P.)

Conforme a ABNT NBR 16149, para sistemas FV com potência nominal menor ou igual a 3 kW, a qual se enquadra à estabelecida para o inversor do presente trabalho, o F.P. deve ser unitário, operando na tolerância de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo. Pode-se observar que para sistemas FV com potência nominal maior que 3 kW e menor ou igual a 6 kW, o F.P. deve ser unitário, operando também na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo, tendo como item opcional a possibilidade de operar com F.P. ajustável de 0,95 indutivo até 0,95 capacitivo.

2.8.5 Eficiência dos Sistemas Fotovoltaicos

A Norma IN EN 50530 VDE 0126-12:2011-04 fornece um procedimento para medição da precisão do rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) dos inversores. São avaliadas a eficiência dinâmica e estática do MPPT. Além disso, outra norma que pode ser citada é a IEEE 762-2006 que fornece um padrão para avaliação do desempenho da usina fotovoltaica. É apresentada a terminologia e índices sobre a confiabilidade, disponibilidade e produtividade das medições de desempenho da unidade geradora. Indica, também, o quanto a planta opera em termos de desempenho e disponibilidade, considerando que a irradiação solar é variável, a qual é o principal fator determinante da disponibilidade de geração (IEEE, 2007).

2.9 Conclusão

O Capítulo II apresentou os tipos das topologias de inversores que compõem os sistemas fotovoltaicos que são: fonte de tensão (VSI) ou fonte de corrente (CSI). Os inversores podem ser distinguidos quanto ao número de estágios de processamento de potência, tipo de desacoplamento de energia, número de componentes e presença de transformadores. Como foco da pesquisa em questão, foram analisadas as topologias de estágio único de processamento de energia, sendo apresentada a nova topologia de Microinversor Boost de estágio único sem transformador. Para a integração dessa nova topologia à rede elétrica, foram avaliadas as normatizações que estipulam requisitos mínimos com relação à compatibilidade eletromagnética (EMC) e quanto à qualidade de energia elétrica: tensão, cintilação (*flicker*), frequência, distorção harmônica de tensão e corrente, e fator de potência.

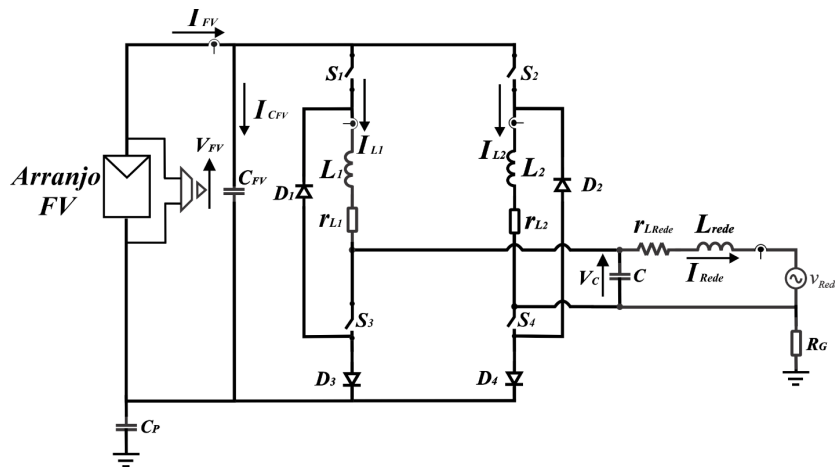
CAPÍTULO III

Algoritmo de MPPT, Modelagem Matemática do Microinversor FV Boost Conectado à Rede Elétrica (MFVCR) e Sistema de Controle para Injeção de Energia à Rede

3.1 Introdução

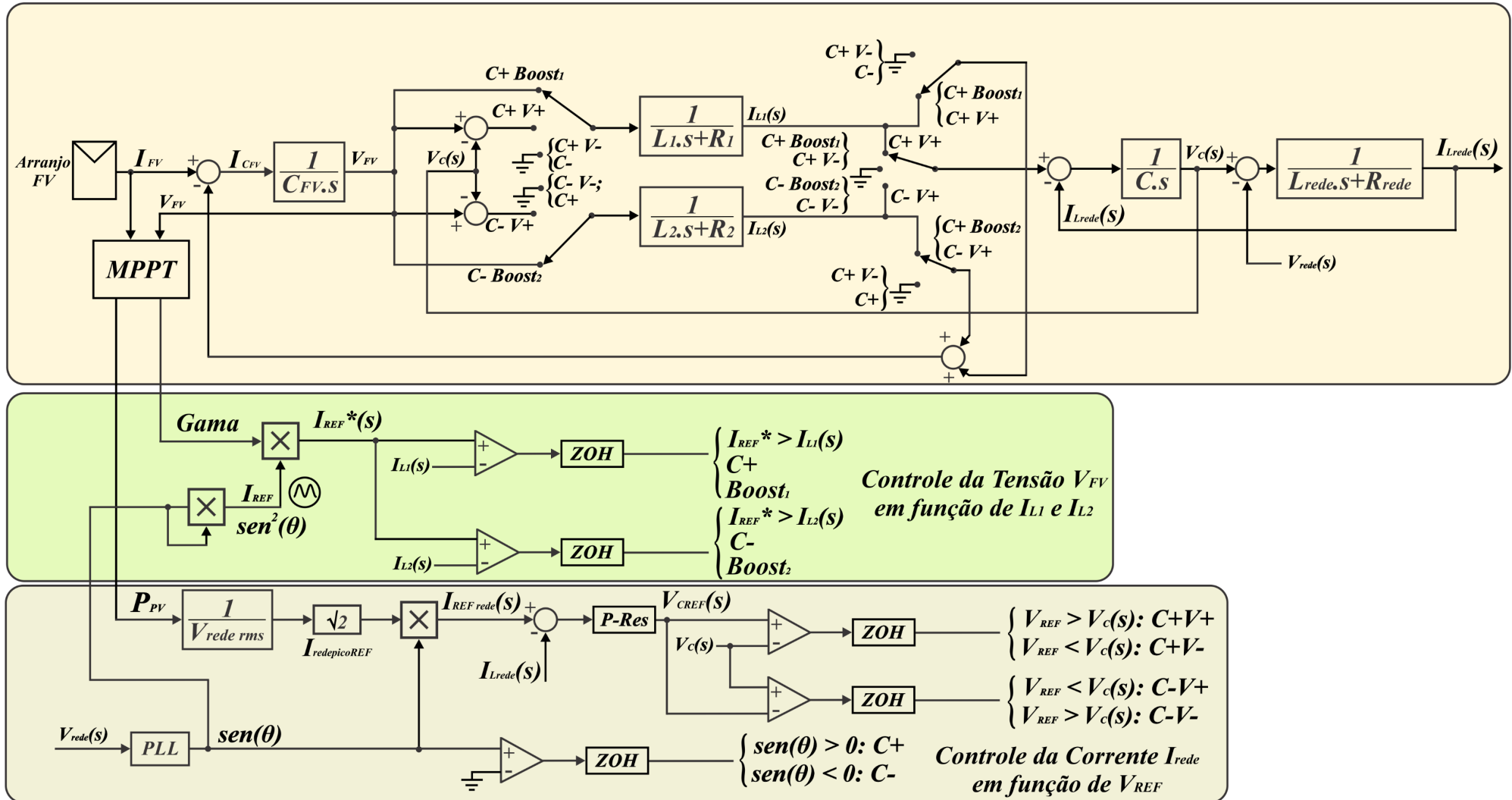
Neste Capítulo, está apresentado o estudo que se destina à fundamentação teórica para a validação através de simulações e experimental acerca do adequado acoplamento em paralelo do sistema de estágio único de geração de energia fotovoltaica em tensão amplificada, à rede de distribuição elétrica convencional monofásica (127 V_{rms}). A metodologia apresentada envolve detalhes acerca do Microinversor fotovoltaico conectado à rede elétrica (MFVCR), ilustrado na Figura 3.1, e também referentes ao processamento de potência de um sistema de geração de energia solar fotovoltaica. A Figura 3.2 apresenta o diagrama esquemático completo do MFVCR incluindo as duas malhas de controle independentes que serão detalhadas neste Capítulo: MPPT P&O Modificado “Gama”, no qual a variável gama atua na alteração da amplitude das correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} , o que controla a tensão do arranjo FV; e malha de controle da corrente injetada na rede, através da imposição de V_{REF} no capacitor de saída.

Figura 3.1 – Circuito de Potência do MFVCR.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 3.2 – Diagrama esquemático do Microinversor com algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama” e a malha de controle de corrente composta pelo Proporcional-Ressonante (P-Res).



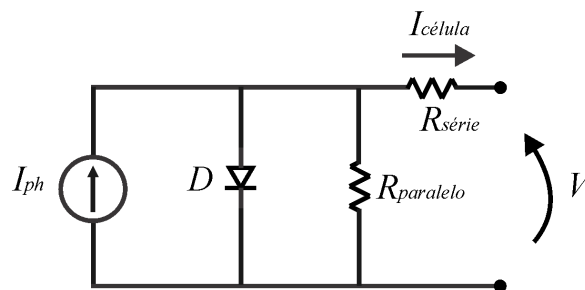
Fonte: Dados do próprio autor, (JAIN e AGARWAL, 2007), (HOSSEINI, 2015) e (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005).

A partir da modelagem da estrutura de potência *grid-tie*, foi obtido um compensador para a malha de controle da corrente injetada na rede elétrica, do tipo Proporcional-Ressonante (P-Res), através de uma referência dinâmica de tensão do capacitor de saída V_C , como ilustra a Figura 3.2 (HOSSEINI, 2015). Dessa forma, o conversor terá função de fonte de corrente para a rede. O objetivo é que o conversor proposto injete corrente elétrica senoidal com baixa distorção harmônica (DHT_i) e fator de potência (FP) unitário. Finalmente, foi realizado o projeto da malha de captura de fase (PLL) para a operação do conversor em sincronismo à rede elétrica. Dessa maneira, ela é responsável por gerar uma referência senoidal tanto para o controle das correntes dos indutores Boost L_1 e L_2 quanto para a malha de controle de corrente de saída.

3.2 Modelo da Célula Fotovoltaica (FV)

De acordo com (BRITO, SAMPAIO, *et al.*, 2011), o circuito equivalente da célula fotovoltaica é representado por uma fonte de corrente em paralelo com um diodo e as perdas representadas pelas inserções das resistências série (R_s) e paralela (R_p), como ilustrado na Figura 3.3. Conforme (PINHO e GALDINO, 2014) o significado físico da resistência série representa a resistência do material semicondutor, dos contatos metálicos e da junção metal-semicondutor. Ela reduz a corrente de curto-circuito e o fator de preenchimento (FF – *Fill-factor*) da célula. A resistência paralela é causada por impurezas e possíveis defeitos, principalmente nas molduras que geram um caminho interno para uma corrente de fuga, gerando redução de eficiência.

Figura 3.3 – Circuito equivalente da célula FV.



Fonte: Adaptado de (PINHO e GALDINO, 2014).

A corrente de saída da célula fotovoltaica é dimensionada em (3.1):

$$I_{célula} = I_{ph} - I_r \cdot \left[e^{q \cdot \frac{(V_{PV} + I_{PV} \cdot R_s)}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (3.1)$$

De acordo com o artigo (JAIN e AGARWAL, 2007), verifica-se que o modelo equivalente de uma célula FV consiste em uma fonte de corrente fotogerada (I_{ph}) com um diodo conectado em antiparalelo e I_r é a corrente de saturação reversa. Cabe salientar que um módulo FV é constituído por várias células conectadas em série. Para o estudo em questão, principalmente para a obtenção dos resultados de simulação, os quais estão apresentados no Capítulo V, foi utilizado um modelo no programa computacional PSIM® chamado de “*Solar Module (physical model)*”, ou Módulo FV (modelo físico).

3.3 Controle por Histerese das Correntes nos Indutores Boost (L_1 e L_2)

O controle por histerese das correntes nos Indutores Boost (L_1 e L_2) baseia-se na imposição de grandezas por meio da comparação entre valores de referência (I_{REF}) e valores obtidos a partir dos sensores que representam estas grandezas tidas como variáveis de controle.

Desta forma, observa-se que um ciclo de comutação é representado pelos circuitos das etapas de operação de magnetização e desmagnetização do indutor (para um determinado semiciclo, definido pela variável $C+$). Verifica-se que a energia instantânea processada no instante de magnetização (T_{on}) de $V_{FV} \cdot I_{L1} \cdot T_{on}$ é igual à área $V_o \cdot I_{L1} \cdot T_{off}$, a qual corresponde ao instante de desmagnetização (T_{off}) ao longo do ciclo de comutação. Assim, para que o sistema gere uma potência de saída ca com F.P. unitário, deve-se gerar uma corrente de referência I_{REF} , conforme mostrado pelas equações (3.2) e (3.3) (JAIN e AGARWAL, 2007), para a respectiva imposição de I_{L1} e I_{L2} . Considerando que o sistema tenha 100% de rendimento e operação com fator de potência unitário, tem-se:

$$P_{FV} = P_{injetada} \quad (3.2)$$

$$I_{REF}(t) = \frac{V_p \cdot I_p \cdot \sin^2(\omega \cdot t)}{V_{FV}} = \frac{V_p \cdot I_p}{2 \cdot V_{FV}} \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3.3)$$

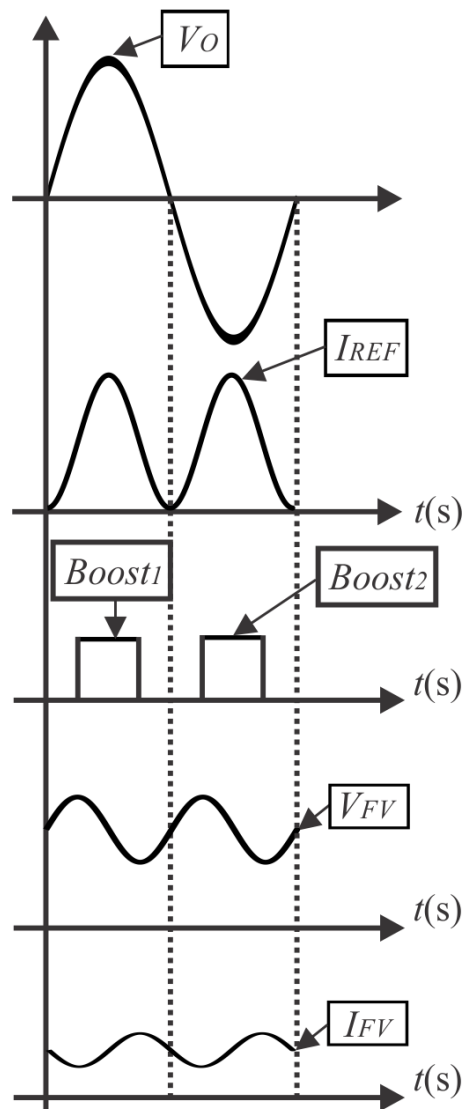
Em que, V_{FV} é a tensão do arranjo FV; V_p e I_p correspondem ao pico da tensão e corrente da rede, respectivamente; $I_{REF}(t)$ é a forma de onda da corrente de referência para as correntes dos indutores Boost e ω é a frequência angular da tensão da rede em rad/s.

Portanto, como forma de otimizar o desempenho do sistema para que tenha elevado rendimento e fator de potência, os indutores Boost devem rastrear a forma de onda de referência

da potência ca (esta foi comparada com a senóide retificada no tópico 3.3.2). Para o MFVCR a geração dessa referência está em sincronismo com a tensão da rede elétrica.

A Figura 3.4 mostra as formas de onda da tensão de saída V_O e da tensão de entrada V_{PV} (fonte cc ou arranjo FV), além da onda da referência da corrente I_{REF} nos indutores L_1 e L_2 . Observa-se que o conversor opera no modo Boost quando a tensão de saída é maior que a tensão de entrada ($V_O > V_{PV}$). Devido ao fato da potência ca ter o dobro da frequência de 60 Hz, componentes de segunda harmônica (120 Hz) aparecem na corrente e na tensão do arranjo FV, ou seja, a corrente (I_{REF}) drenada do arranjo FV também possuirá essas componentes.

Figura 3.4 – Formas de onda da tensão de saída e tensão de entrada, além da corrente de referência para os indutores L_1 e L_2 com os instantes em que as variáveis $Boost_1$ e $Boost_2$ são ativados.



Fonte: Adaptado de (JAIN e AGARWAL, 2007).

3.3.1 Primeiro Método para o Dimensionamento dos Indutores Boost

Para a operação no Modo de Condução Contínuo (MCC), podem-se calcular os indutores Boost do circuito de potência (L_{Boost}), considerando as etapas de operação do inversor em que ocorre a transferência de energia da fonte ao indutor, e do indutor à carga ou à rede elétrica.

Para o cálculo do indutor, considera-se o intervalo de tempo de armazenamento de energia D e a ondulação da corrente, sendo que, quanto maior a ondulação, menor será a indutância, a qual é obtida em (3.4) (BRITO, 2013).

$$V_{LBoost} = L_{Boost} \cdot \frac{\Delta I_{LBoost}}{\Delta t} \quad (3.4)$$

Em que,

$\Delta t = D \cdot T$: Intervalo de tempo em que os interruptores permanecem fechados, na etapa de operação $Boost1$, para o semiciclo positivo e $Boost2$, para o semiciclo negativo.

ΔI_{LBoost} : Ondulação da corrente nos indutores Boost. Portanto, adotando-se a tensão V_{FV} igual a 59,2 V (dois módulos FV conectados em série de 245 Wp, Yingli Solar) e ΔI igual a 6 A (20 % valor obtido empiricamente para a operação adequada do MFVCR), para a corrente de pico igual a 30 A. A partir das equações (3.5) e (3.6), calcula-se a indutância $L_{Boost} = L_1 = L_2$.

$$V_{LBoost} = V_{in} = L_{Boost} \cdot \frac{\Delta I_{LBoost}}{D \cdot T} \Rightarrow L_{Boost} = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{LBoost}} \quad (3.5)$$

$$L_{Boost} = L_1 = L_2 = \frac{59,2 \cdot 0,71}{25000 \cdot 6} = 280 \mu H \quad (3.6)$$

O valor das indutâncias L_1 e L_2 são iguais e selecionou-se o valor de 360 μH .

3.3.2 Segundo Método para o Dimensionamento dos Indutores Boost

De acordo com (JAIN e AGARWAL, 2007) é possível verificar que o projeto do indutor se baseia na corrente de referência para o controle de histerese (I_{REF}), a qual foi selecionada como a forma de onda da potência ca instantânea. Conforme apresentado em (GARCIA, 2015), o proposto cálculo da indutância se baseia no fato de que o intervalo de amostragem é fixo, o

que limita a frequência de chaveamento máxima. Sabendo que ΔI é a banda de histerese, tem-se a relação entre a tensão do módulo fotovoltaico V_{FV} e a indutância Boost L_1 , considerando-se o semiciclo positivo e durante a etapa de controle $Boost_1$, em que ocorre o armazenamento de energia no indutor. O mesmo procedimento vale para o indutor L_2 .

$$V_{L1} = V_{FV} \Rightarrow \Delta t_{fechado} \quad (3.7)$$

$$\frac{V_{FV}}{L_1} = \frac{Gama \cdot I_{REF} \cdot [\sin^2(\omega \cdot t_{final}) - \sin^2(\omega \cdot t_{inicial})] + 2 \cdot \Delta I}{t_{final} - t_{inicial}} \quad (3.8)$$

Em que, $Gama$ é a amplitude de pico da corrente de referência do indutor Boost; V_{FV} é a tensão do arranjo FV e considerando que $t_{final} - t_{inicial} = \Delta t_{fechado}$ é o intervalo de tempo em que os interruptores da etapa $Boost_1$ ficam fechados, $\sin[\omega \cdot (t_{final} - t_{inicial})] \approx (\omega \cdot \Delta t_{fechado})$ e $t_{final} + t_{inicial} \approx 2 \cdot t_{inicial}$, a equação (3.9) pode ser reescrita em (3.10).

$$\frac{V_{FV}}{L_1} = \frac{-Gama \cdot I_{REF} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t_{inicial}) \cdot \omega \cdot \Delta t_{fechado} + (2 \cdot \Delta I)}{\Delta t_{fechado}} \quad (3.9)$$

Portanto,

$$\Delta t_{fechado} = \frac{2 \cdot \Delta I \cdot L_1}{V_{FV} + Gama \cdot I_{REF} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t_{inicial}) \cdot \omega \cdot L_1} \quad (3.10)$$

Essa análise também pode ser realizada para a etapa $V+$ em que ocorre o estágio Δt_{aberto} , no qual ocorre um decréscimo da corrente do indutor, apresentada em (3.11).

$$\Delta t_{aberto} = \frac{2 \cdot \Delta I \cdot L_1}{V_{pico} + Gama \cdot I_{REF} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t_{inicial}) \cdot \omega \cdot L_1} \quad (3.11)$$

Em que, V_{pico} é a tensão de pico do capacitor de saída e pode-se observar que nessa condição, $\sin(2 \cdot \omega \cdot t_{inicial}) \approx 0$. Calcula-se o período de chaveamento, $T_{chaveamento} = \Delta t_{fechado} + \Delta t_{aberto}$:

$$T_{chaveamento} = L_1 \cdot \frac{2 \cdot \Delta I}{V_{FV}} + L_1 \cdot \frac{2 \cdot \Delta I}{V_{pico}} \quad (3.12)$$

Portanto, obtém-se a indutância L_1 adotando-se a tensão V_{FV} igual a 59,2 V (para dois módulos FV conectados em série de 245 Wp nas condições nominais, Yingli Solar) e ΔI é igual a 6 A.

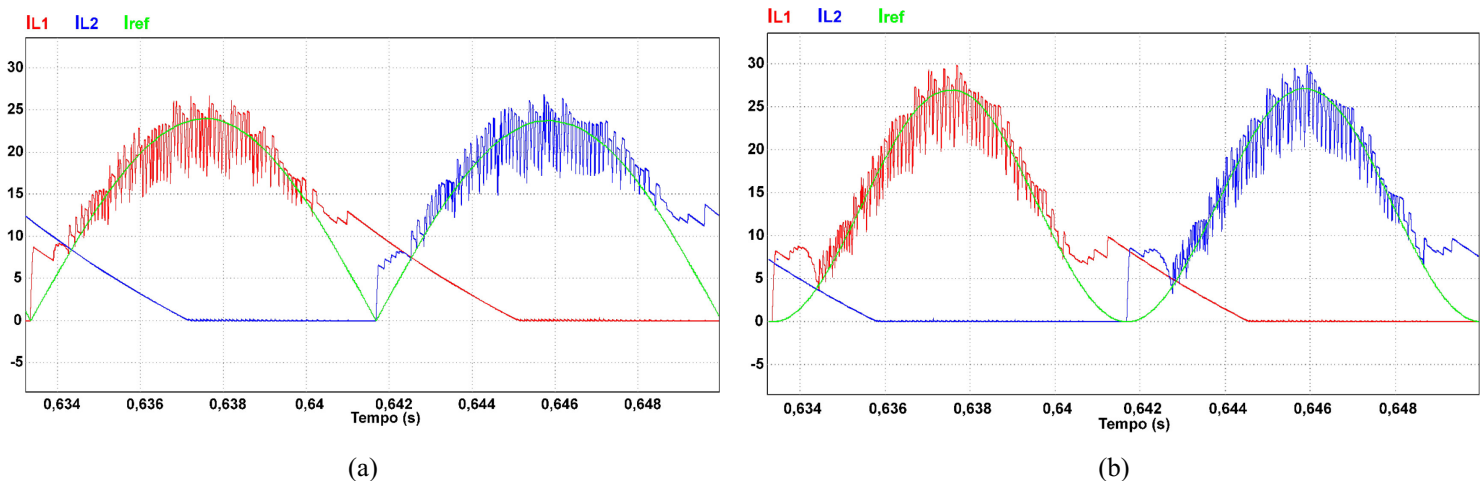
$$L_1 = \frac{1}{f_{chaveamento \text{ (máx)}} \cdot 2 \cdot \Delta I} \cdot \left(\frac{1}{V_{FV}} + \frac{1}{V_{pico}} \right)^{-1} \quad (3.13)$$

$$L_1 = \frac{1}{25000 \cdot 2.6} \cdot \left(\frac{1}{59,2} + \frac{1}{180} \right)^{-1} \Rightarrow L_1 = 150 \mu H \quad (3.14)$$

O valor encontrado pelo segundo método é a metade do primeiro, o que pode reduzir o tamanho desses elementos magnéticos, porém pode aumentar o *ripple*. Portanto, o valor das indutâncias L_1 e L_2 considerado é de $360 \mu H$, o qual estava disponível em laboratório para a implementação do sistema. As Figuras 3.5 (a) e (b) apresentam as formas de onda das correntes dos indutores L_1 e L_2 , com destaque para a ondulação a partir do chaveamento pela técnica de histerese. Observa-se que os picos de corrente que ocorrem no início de cada semiciclo se deve ao desacoplamento de potência cc e ca, nos instantes em que a potência do arranjo FV (P_{FV}) é maior que a potência de saída.

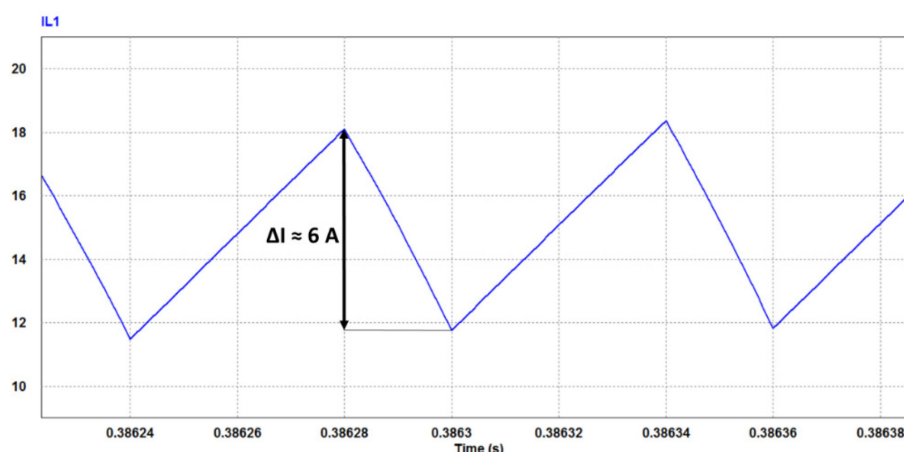
Com a utilização da referência senoidal retificada, como mostra a Figura 3.5 (a), ocorre uma distorção após a primeira passagem por zero e um grande decaimento da corrente próximo à segunda passagem por zero, perdendo-se a referência. Para a referência senoidal quadrática, ilustrada na Figura 3.5 (b), ocorre um pico após a primeira passagem por zero (maior que o da referência senoidal retificada) e um decaimento de corrente no término do semiciclo. Apesar disso, verificou-se um melhor rastreamento de I_{L1} e I_{L2} utilizando-se a referência senoidal quadrática, sendo esta adotada no desenvolvimento do projeto (JAIN e AGARWAL, 2007). A Figura 3.6 mostra a forma de onda da corrente do indutor L_1 (semiciclo positivo), destacando a respectiva ondulação ΔI .

Figura 3.5 – Formas de onda das correntes dos indutores L_1 e L_2 (a) com referência senoidal retificada e (b) referência senoidal quadrática.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 3.6 – Forma de onda da corrente do indutor L_I com detalhe na respectiva ondulação.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.4 Método de MPPT Perturba e Observa (P&O) Modificado “Gama”

Como já é conhecido, os módulos FV apresentam características elétricas não lineares de tensão versus corrente (Curvas I-V e P-V), que variam conforme a irradiância (W/m^2) e temperatura ($^{\circ}C$). Dessa forma, a extração da máxima potência deve acompanhar as variações meteorológicas ao longo do dia, por isso, o rastreamento é realizado por um algoritmo de MPPT pelos inversores (GREENPRO, 2004). O método Perturbe e Observe (P&O) tem a função de rastrear o ponto de máxima potência (MPP) do arranjo FV de maneira rápida e confiável. O trabalho (BRITO, SAMPAIO, *et al.*, 2011) comprova que as técnicas de MPPT P&O Modificado, Condutância Incremental, Correlação de *Ripple* (Ondulação) e Beta apresentam fator de rastreamento em torno de 98,8%. A dissertação (ZHENG, 2013) apresenta a Tabela 3.1 comparando as técnicas de MPPT, levando em consideração o nível de complexidade de implementação, oscilações em torno do ponto de máxima potência e os parâmetros que devem ser medidos para o funcionamento dos algoritmos.

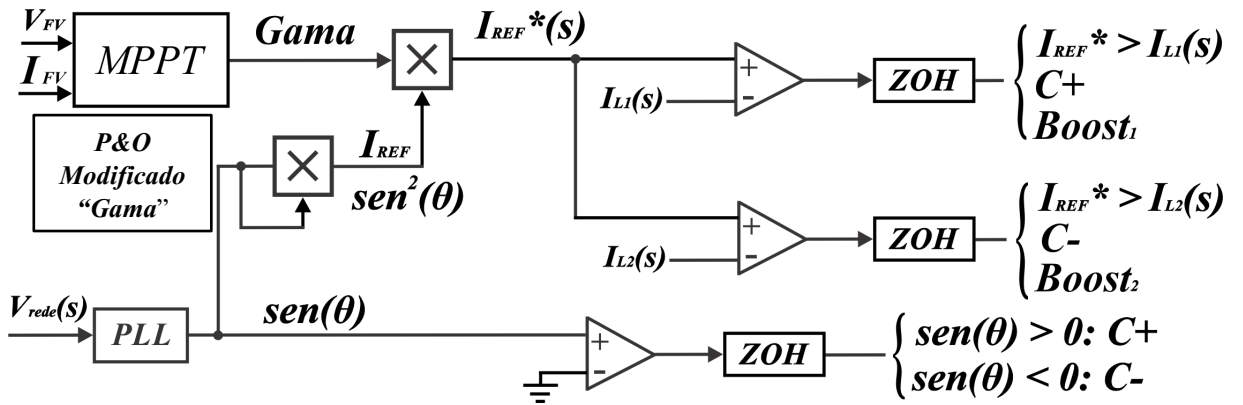
Tabela 3.1 – Comparação das técnicas de MPPT avaliadas.

Técnica de MPPT	Complexidade	Oscilação em torno do MPP	Parâmetros Medidos
Método da Corrente de Curto-Circuito	Baixa	Não	Corrente
Método da Tensão de Circuito Aberto	Baixa	Não	Tensão
P&O	Baixa	Sim	Tensão/Corrente
Condutância Incremental	Média	Sim	Tensão/Corrente
Lógica Fuzzy	Alta	Não	Vários

Fonte: Adaptado de (ZHENG, 2013).

Tendo como base o algoritmo P&O e a respectiva baixa complexidade além de elevada eficiência, o controle do *Microinversor de Estágio Único* foi implementado com a modificação dessa técnica, sendo denominada como MPPT P&O Modificado “Gama”. Ela se baseia na perturbação da referência de corrente dos indutores L_1 e L_2 , de modo a controlar a tensão de entrada V_{FV} . Para cada condição em que for necessária uma alteração da variável “Gama”, a mesma será multiplicada pela forma de onda com formato da potência ca ($\sin^2(\omega t)$), ou seja (I_{ref}), de acordo com (3.3) (JAIN e AGARWAL, 2007). Conforme a Figura 3.7, após definida a referência nova da corrente I_{ref}^* , esta será comparada com a corrente do indutor I_{L1} alterando-se a variável $Boost_1$ para o semiciclo positivo $C+$. O mesmo vale para o semiciclo negativo, atuando na corrente do indutor I_{L2} alterando-se a variável $Boost_2$. Quanto maior for a imposição de corrente efetuada ao respectivo indutor Boost em operação, é requerida maior extração de corrente do arranjo FV e do capacitor de desacoplamento C_{FV} e, com isso, reduz-se a amplitude da tensão V_{FV} e, vice-versa (MELO, GARCIA, *et al.*, 2013).

Figura 3.7 – Malha de controle da extração da máxima potência do arranjo FV, através da perturbação da corrente de referência dos indutores Boost, ocorrendo a realimentação da tensão V_{FV} .

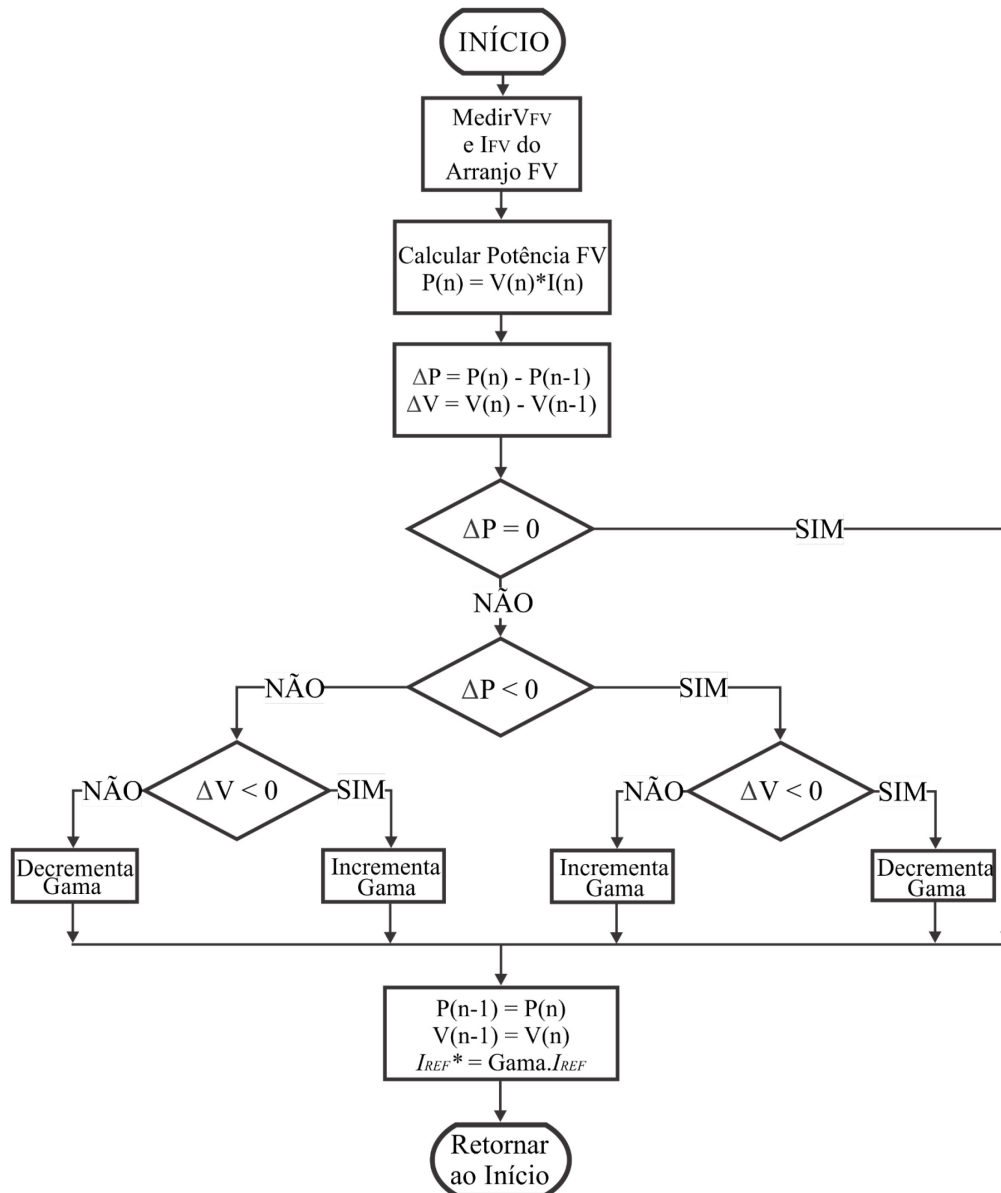


Fonte: Dados do próprio autor e (JAIN e AGARWAL, 2007).

O método de MPPT proposto, de acordo com o fluxograma da Figura 3.8, após a medição da tensão V_{FV} e corrente I_{FV} e cálculo da potência P_{FV} , apresenta o seguinte princípio de funcionamento. Foi considerado ΔI igual a 0,1, podendo-se ajustar os intervalos das perturbações, dependendo da velocidade para efetivar o rastreamento.

- Quando o erro de potência $\Delta P = 0$: não ocorre perturbação de Gama;
- Quando $\Delta P < 0$ e $\Delta V > 0$: ocorre o acréscimo de Gama por ΔI ;
- Quando $\Delta P < 0$ e $\Delta V < 0$: ocorre o decréscimo de Gama por ΔI ;
- Quando $\Delta P > 0$ e $\Delta V > 0$: ocorre o decréscimo de Gama por ΔI ;
- Quando $\Delta P > 0$ e $\Delta V < 0$: ocorre o acréscimo de Gama por ΔI ;

Figura 3.8 – Fluxograma do Algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama”.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.5 Estratégia de Controle da Nova Topologia de Microinversor Boost de Estágio Único Conectado à Rede Elétrica (MFVCR)

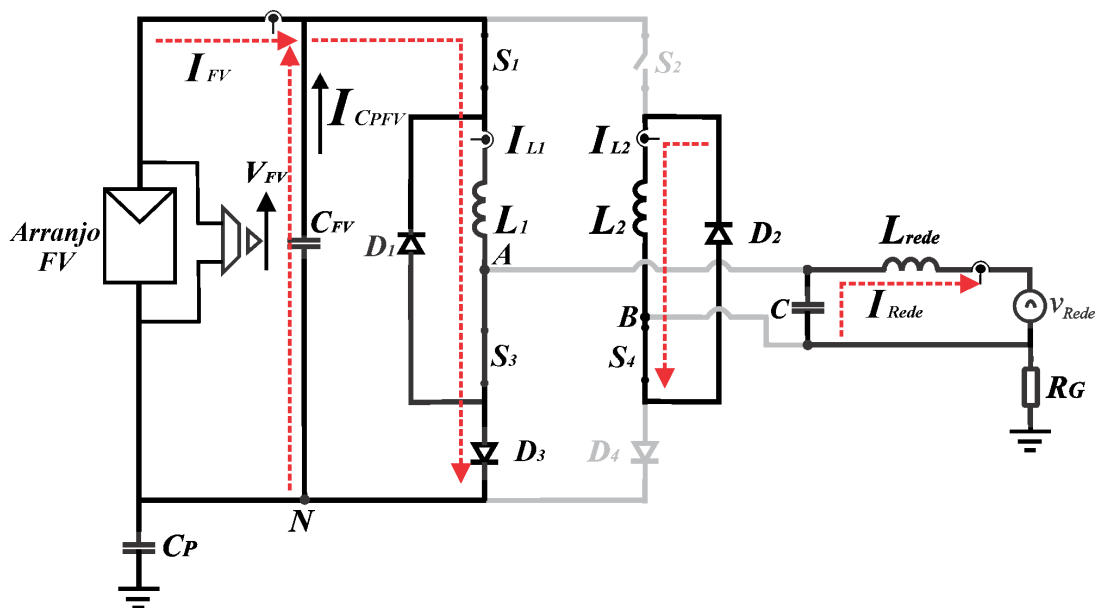
A seguir, serão apresentadas as três etapas de operação do Microinversor proposto conectado à rede elétrica (MFVCR). Se comparado com a operação isolada (MFVCI) (MELO, GARCIA, *et al.*, 2013), o MFVCR não tem a etapa de operação das variáveis $I_{Limite1}$ e $I_{Limite2}$, as quais são responsáveis no caso do MFVCI, pela redução da distorção harmônica da tensão de saída V_C sob condição de carga de alta impedância. Porém, verificou-se que essa etapa não

é necessária para a operação adequada do MFVCR, podendo-se então injetar corrente senoidal com qualidade garantindo-se elevado rendimento. Observa-se que são requeridos no mínimo, dois módulos FV conectados em série, constituídos por 60 células com tensão mínima de 25 V para operação ótima do MFVCR (essa tensão pode variar conforme aumento da temperatura).

3.5.1 Estágio de Operação *Boost₁*

A etapa de operação *Boost₁* ocorre no semiciclo positivo de V_C e refere-se à imposição de corrente no indutor L_1 (I_{L1}), para que siga a forma de onda I_{REF} , como mostra a Figura 3.9. Quando a amplitude da corrente I_{L1} for maior que o sinal de referência I_{REF} , seu decréscimo é efetuado pela combinação de técnica de *Controle de Tensão* e de *Corrente*. Como ilustrado na Figura 3.10 (etapa V^+), o decréscimo de I_{L1} ocorre durante a transferência de energia do indutor L_1 ao capacitor de saída C e ao indutor de acoplamento à rede L_{rede} , após o fechamento dos interruptores S_1 e S_3 .

Figura 3.9 – Etapa *Boost₁* (Semiciclo positivo, variável de controle $C^+ = 1$). Interruptores S_1 , S_3 e S_4 ligados.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.5.2 Controle da Tensão do Capacitor de Saída V_C (V^+)

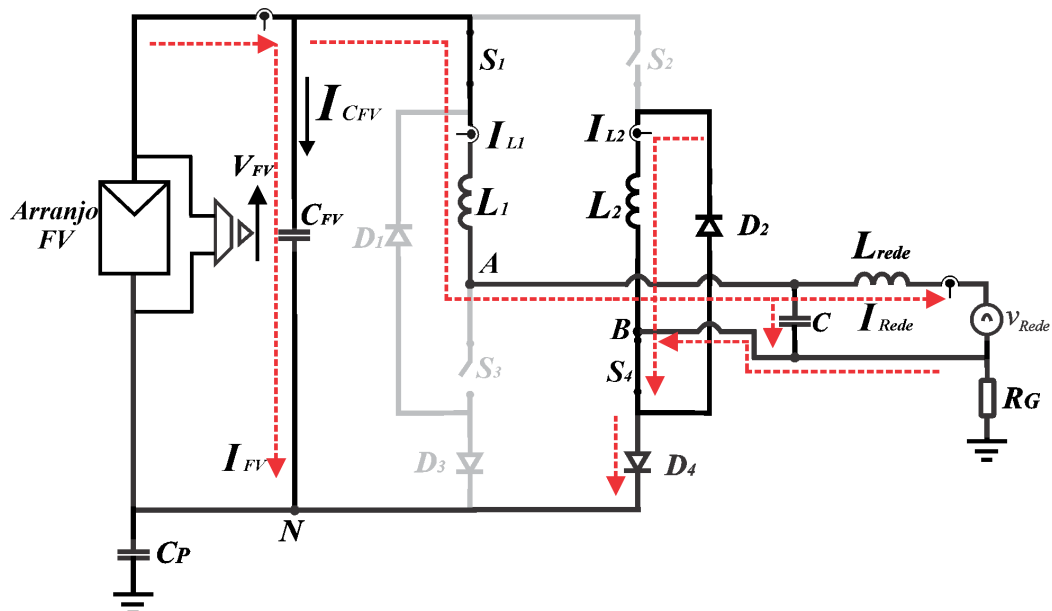
Para se obter um elevado ganho de tensão de saída V_C , o Controle de Corrente deve assegurar a quantidade adequada de energia a ser armazenada no indutor L_1 , para o semiciclo

positivo, e no indutor L_2 para o semiciclo negativo da tensão de saída. A imposição da tensão de saída é obtida pelo controlador de histerese, através da comparação dos sinais V_{REF} e V_C (lida por um sensor), resultando em duas variáveis de controle digital complementares, V_+ e V_- . Essas variáveis ativam os interruptores para impor V_{REF} no capacitor de saída, o qual é um sinal de tensão na frequência de 60 Hz sincronizado à rede elétrica, tendo a seguinte operação:

- $V_{REF} > V_C$: V_+ é definido com nível lógico alto e V_- é definido com nível lógico baixo.
- $V_{REF} < V_C$: V_+ é definido com nível lógico baixo e V_- é definido com nível lógico alto.

A variável V_+ significa a necessidade de elevar a tensão de saída e V_- o seu decréscimo. Elas iniciarão sua operação quando estiverem relacionadas às lógicas de controle que dependem das variáveis C_+ e C_- , declaradas com o propósito de controlar a operação do semiciclo de V_C assim como ocorre no MFVCI. A variável C_+ é designada a operar para o semiciclo positivo e C_- para o negativo da tensão da rede. O caminho de corrente criado, mostrado na Figura 3.10 (etapa de operação V_+), efetua a elevação de tensão V_C , no qual os interruptores S_1 e S_4 são ativados. O decréscimo da tensão de saída V_C , por sua vez, ocorre quando a variável V_- estiver habilitada para o semiciclo positivo.

Figura 3.10 – Estágio de elevação da tensão de saída do capacitor durante o semiciclo positivo (variáveis de controle $C_+ = 1$ e $V_+ = 1$) e transferência da energia do indutor L_1 ao filtro de saída. Interruptores S_1 e S_4 ligados.



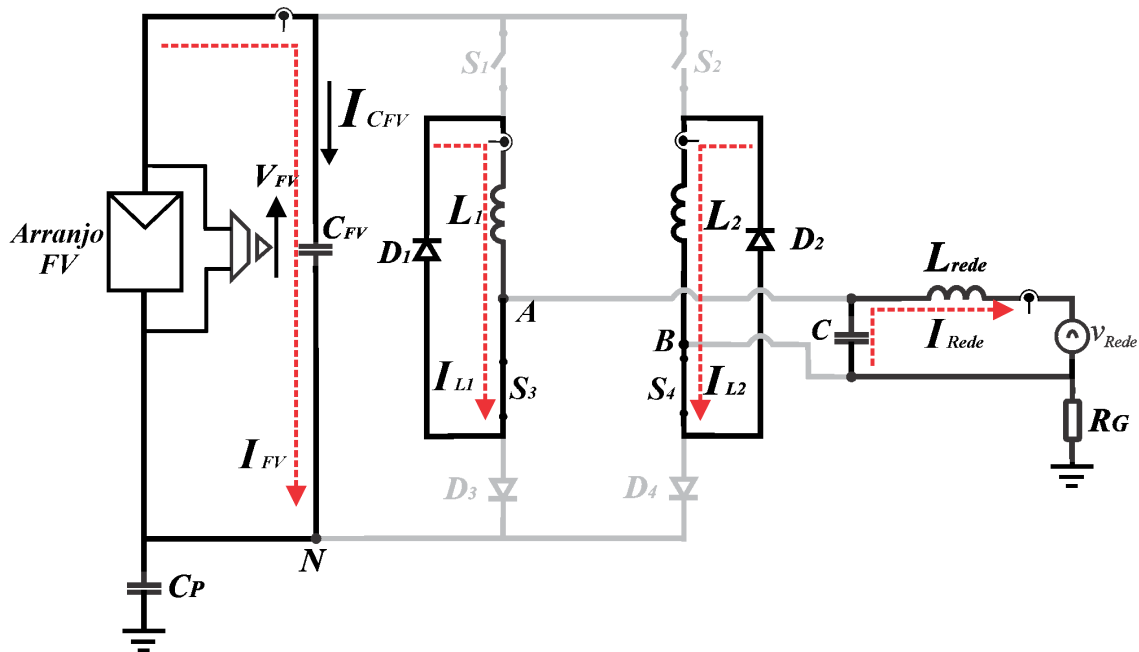
Fonte: Dados do próprio autor.

3.5.3 Estágio de Operação de Desacoplamento (Roda-Livre)

Essa terceira etapa de operação, ilustrada na Figura 3.11, consiste no desacoplamento do arranjo FV, o qual mantém a energia do capacitor C_{FV} desacoplada do circuito formado pelo filtro de saída CL e a tensão da rede. Dessa forma, fecham-se os interruptores S_3 e S_4 e abrem-se S_1 e S_2 , para manter as correntes dos indutores L_1 e L_2 em roda-livre, apresentando uma pequena redução em função das perdas dos indutores, diodos e interruptores.

Destaca-se a importância dessa etapa, uma vez que é criado um circuito definido para que os indutores Boost L_1 e L_2 permaneçam em roda-livre, de modo a seguir as referências impostas sem a presença da fonte cc. Sem esse circuito formado, as correntes nos indutores Boost deixariam de seguir corretamente as respectivas referências, fazendo com que a corrente imposta no indutor de acoplamento da rede I_{Rede} também tenha esse mesmo comportamento. Dessa maneira, pode ocorrer um aumento das distorções harmônicas da corrente injetada na rede. Assim, para manter a estabilidade do sistema de controle e a qualidade das formas de onda geradas, essa etapa será ativada nos dois semiciclos e no instante em que as variáveis V^+ e $Boost$ forem desabilitadas, como apresentado na Tabela 3.2.

Figura 3.11 – Estágio de operação durante o semiciclo positivo em que é efetuado o desacoplamento dos circuitos do arranjo FV e do filtro de saída conectado à rede elétrica. Interruptores S_3 e S_4 ligados.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Tabela 3.2 resume as etapas de operação do Microinversor FV conectado à rede (MFVCR).

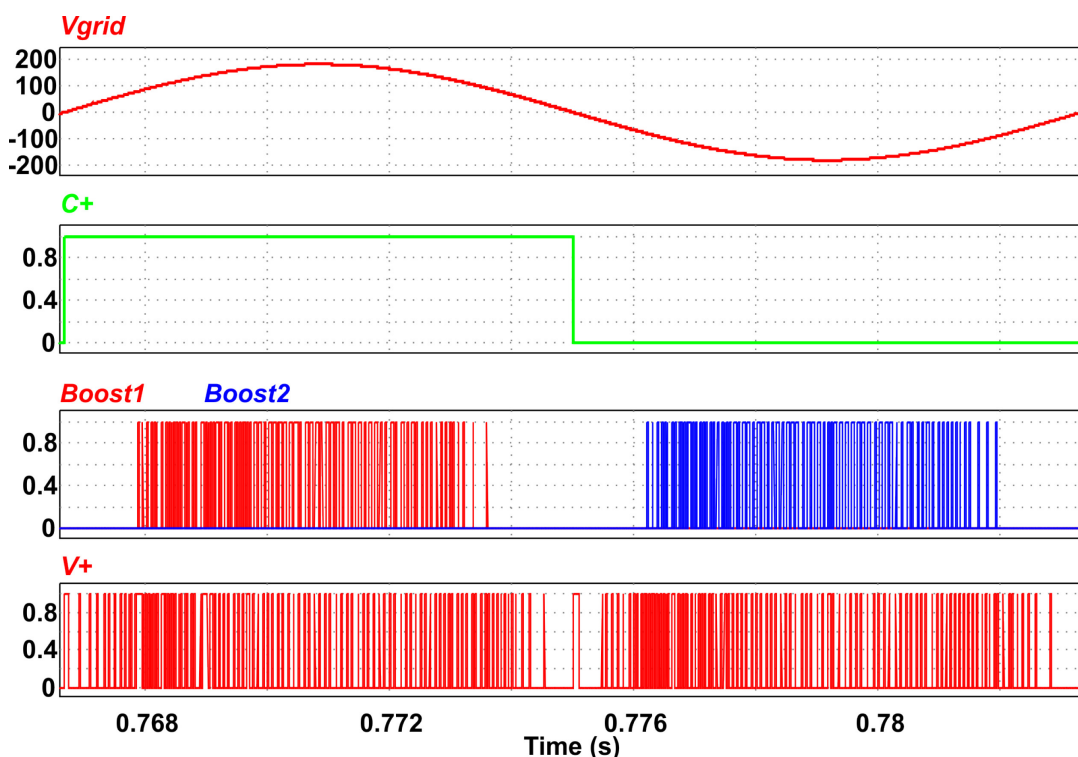
Tabela 3.2 – Tabela resumo com os possíveis casos para a operação do conversor proposto MFVCR.

Caso	Status				Status dos Interruptores				Ação de Controle
	C+	V+	Boost ₁	Boost ₂	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	Modo de Operação
1	1	1	1	0	1	0	1	1	Boost ₁
2	1	1	0	0	1	0	0	1	V+
3	1	0	0	0	0	0	1	1	V- (Etapa de Roda-Livre)
4	0	1	0	1	0	1	1	1	Boost ₂
5	0	1	0	0	0	1	1	0	V+
6	0	0	0	0	0	0	1	1	V- (Etapa de Roda-Livre)

Fonte: Dados do próprio autor.

O padrão de chaveamento da topologia MFVCR está apresentado no resultado de simulação da Figura 3.12 de modo a tornar clara a operação do inversor. Nessa figura, apresentam-se a forma de onda da tensão da rede V_{rede} e as saídas das variáveis de controle C+ (Controle de Ciclo), Boost₁ (Controle da corrente do indutor L_1), Boost₂ (Controle da corrente do indutor L_2) e V+ (Controle da Tensão de Saída).

Figura 3.12 – Padrão de chaveamento para um ciclo da tensão da rede.



Fonte: Dados do próprio autor.

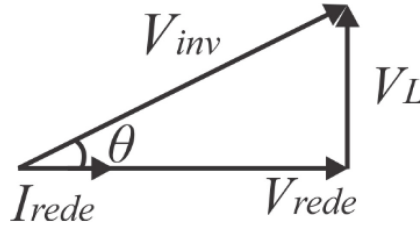
3.6 Fluxo de Potência do MFVCR

Para o paralelismo à rede do inversor, devem ser levados em consideração os seguintes critérios: amplitudes das tensões da rede e do inversor devem ser praticamente iguais, as frequências e a defasagem entre as tensões deve ser praticamente nula, para que a injeção de corrente na rede elétrica tenha fator de potência unitário.

O diagrama fasorial da Figura 3.13 apresenta o quanto a amplitude da tensão do inversor deverá ser maior em relação à V_{rede} . A amplitude da corrente I_{rede} variará conforme a potência instantânea gerada pelos módulos FV. A queda de tensão do indutor de acoplamento (V_L) deverá ser considerada (BLEWITT, ATKINSON, *et al.*, 2010). Além disso, observa-se que o ângulo de potência θ é aplicado à tensão de saída do inversor V_{inv} , fazendo com que esteja adiantada em relação à V_{rede} . Portanto, a corrente I_{rede} pode ser controlada ajustando o ângulo θ .

Figura 3.13 – Diagrama fasorial representando as tensões do inversor, do indutor de acoplamento e da rede.

Além disso, verifica-se a corrente injetada em fase com a tensão da rede.



Fonte: (BLEWITT, ATKINSON, *et al.*, 2010).

O procedimento teórico apresentado em seguida será válido para manter a tensão da rede em fase com a corrente injetada, garantindo-se o fator de potência unitário. Para isso o inversor deve estar sincronizado à rede elétrica, ou seja, deverá estar em fase e com a mesma frequência (PATEL, 2005).

$$V_{inv}\angle\theta - j \cdot X_L \cdot I_{rede} - V_{rede}\angle 0^\circ = 0 \quad (3.15)$$

$$V_{inv}\angle\theta - V_{rede}\angle 0^\circ = j \cdot \omega \cdot L \cdot I_{rede} \quad (3.16)$$

$$V_{inv} \cdot \cos\theta + j \cdot V_{inv} \cdot \sin\theta - V_{rede} = j \cdot \omega \cdot L \cdot I_{rede} \quad (3.17)$$

$$I_{rede} = \frac{V_{inv} \cdot (\cos\theta + j \cdot \sin\theta) - V_{rede}}{j \cdot \omega \cdot L} \quad (3.18)$$

$$I_{rede} = \frac{V_{inv} \cdot \sin\theta + j \cdot (V_{rede} - V_{inv} \cdot \cos\theta)}{\omega \cdot L} \quad (3.19)$$

A parte real da corrente I_{rede} em (3.19) está apresentada em (3.20).

$$I_{rede} = \frac{V_{inv} \cdot \sin\theta}{X} \quad (3.20)$$

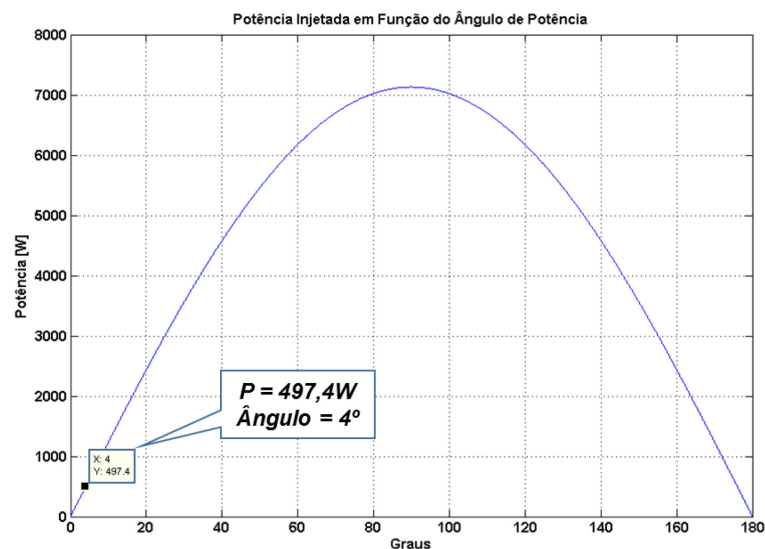
Em (RODRIGUEZ, FUENTE, *et al.*, 2013) verifica-se que, quando a impedância da linha de transmissão tem um comportamento indutivo, a potência ativa pode ser expressa em (3.21).

$$P = \frac{V_{inv} \cdot V_{rede}}{X} \cdot \sin\theta \quad (3.21)$$

A Figura 3.14 mostra um exemplo da variação do ângulo de potência de 0° a 180° , ou seja, apresentando os limites de estabilidade. Observa-se que, para uma pequena variação do ângulo de potência θ , tem-se uma grande variação da potência P a ser injetada do inversor à rede elétrica. Por exemplo, para a potência injetada de 497,4 W, considerando o MFVCR alimentado por dois módulos FV de 250 Wp conectados em série, tem-se o ângulo de potência de 4° .

Caso o ângulo de potência seja igual a 90° ocorrerá a transferência da máxima potência do inversor à rede. O fluxo de potência reativa Q , por sua vez, depende principalmente das amplitudes de tensão, fluindo da barra com a tensão mais alta para a tensão mais baixa.

Figura 3.14 – Exemplo de gráfico da potência injetada em função do ângulo de potência entre a tensão do inversor e da rede.

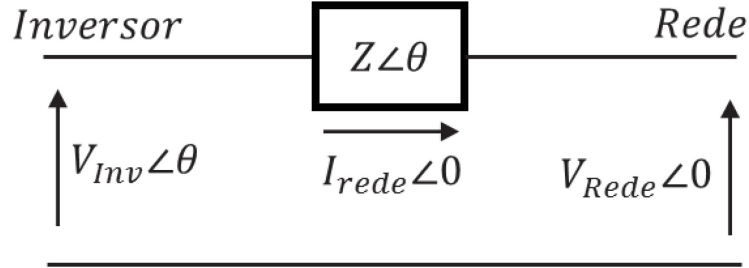


Fonte: Dados do próprio autor.

Para que se tenha fluxo de potência ativa para a rede, a tensão do inversor deve ser levemente maior que a tensão da rede elétrica. Então, medindo-se a corrente de saída I_{rede} ,

permite-se que o controlador P-Res (abordado no Tópico 3.9.4 deste Capítulo) gere uma referência de tensão para os terminais de saída do inversor V_{inv} necessária, conforme ilustrado na Figura 3.15 (STEVENSON, 1974), (PATEL, 2005).

Figura 3.15 – Diagrama representando o fluxo de potência ativa da saída do inversor até o ponto de conexão à rede elétrica.



Fonte: Adaptado de (PATEL, 2005).

3.6.1 Exemplo de Cálculo do Ângulo de Potência Máximo do MFVCR

A seguir, está apresentado o cálculo da reatância indutiva considerando o indutor de acoplamento de 9 mH e a tensão nas duas barras igual a 127 V_{rms}:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 9 \cdot 10^{-3} = 3,39 \, \Omega \quad (3.22)$$

Portanto, através da potência a ser transferida (490 W, para MFVCR alimentado por dois módulos FV de 245 Wp conectados em série) da barra do inversor para a rede elétrica de acordo com o diagrama da Figura 3.15, calcula-se o ângulo de potência máximo para transferi-la em (3.23) e (3.24).

$$P_{injetada} \cong \frac{V_{Inv} \cdot V_{Rede}}{X_L} \cdot \text{sen} \theta \Rightarrow 490 \cong \frac{127 \cdot 127}{3,39} \cdot \text{sen} \theta \quad (3.23)$$

$$\text{sen} \theta = 0,10 \quad (3.24)$$

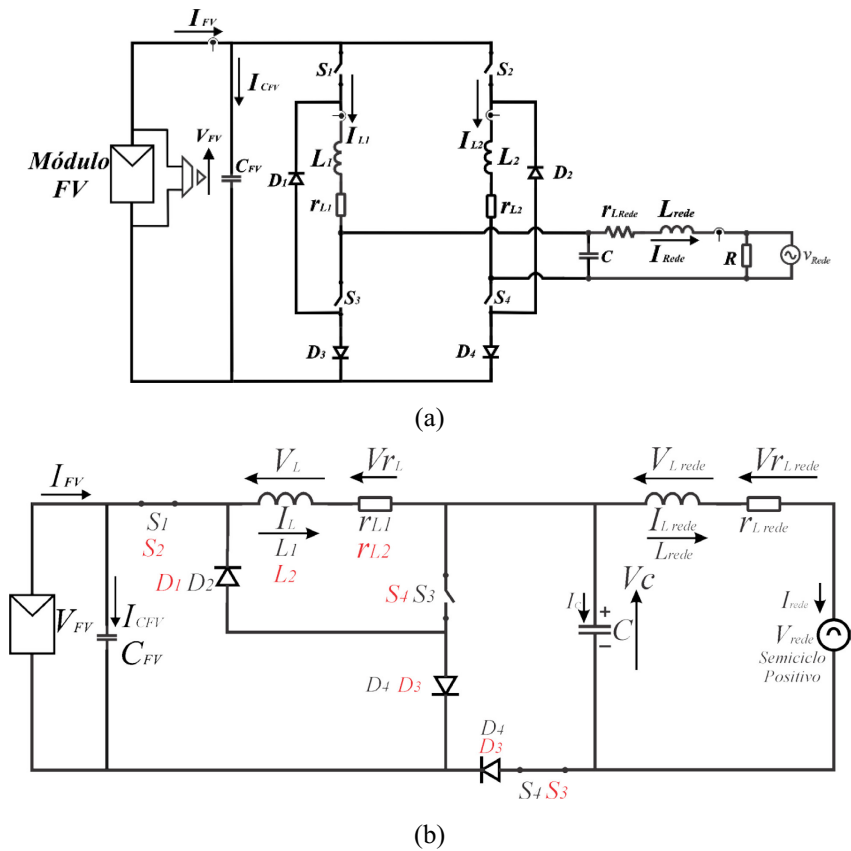
Portanto, para que se possa injetar na rede elétrica a potência de 490W, o inversor deve ter uma tensão adiantada em 5,74° em relação a V_{rede} . O controlador proporcional ressonante apresentado no final desse Capítulo irá atualizar dinamicamente a variável V_{REF} , de modo que a corrente injetada na rede esteja em fase e com a amplitude ajustada conforme a potência disponível no arranjo FV.

3.7 Modelagem pelo Espaço de Estados Médio do MFVCR

Para a obtenção do sistema de controle do MFVCR, será determinado um modelo aproximado do conversor de quatro interruptores ilustrado na Figura 3.16 (a). O modelo representa as duas etapas de operação, denominadas $Boost_1$ e $V+$, para o semiciclo positivo.

Para a operação do MFVCR existe uma etapa em que é necessário o decremento da corrente do indutor L_1 e da tensão no capacitor V_C , ou seja, ambas as variáveis $Boost_1$ e $V+$ estão desabilitadas (Etapa $V-$). Assim, nessa etapa ($V-$) efetua-se o desacoplamento do arranjo FV e da rede elétrica, mantendo as correntes nos dois indutores L_1 e L_2 em roda-livre, ou seja, as correntes nos mesmos permanecem constantes. Devido a isso, essa etapa não será considerada na modelagem de espaço de estados. Desta forma, o modelo da Figura 3.16 (b) representa uma simplificação do conversor e, assim como realizado para o MFVCI, se apresenta como um conversor cc-cc (PEÑA, 2012).

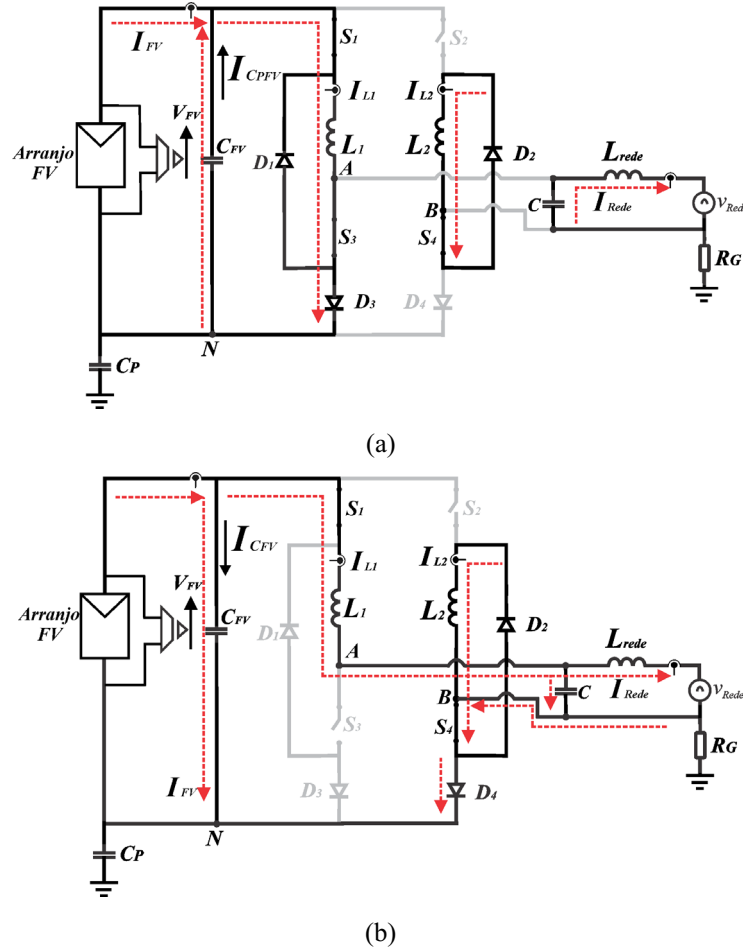
Figura 3.16 – (a) Circuito de potência do MFVCR alimentado por módulo FV; (b) Modelo cc do conversor MFVCR.



Fonte: Dados do próprio autor.

A análise detalhada do modelo matemático do MFVCR é feita assim como para o MFVCI, para o semiciclo positivo o qual tem o mesmo princípio de operação para o semiciclo negativo. As Figuras 3.17 (a) e (b) mostram as etapas $Boost_1$ e V^+ , respectivamente.

Figura 3.17 – (a) Estágio de operação $Boost_1$; (b) Estágio de elevação da tensão de saída do capacitor durante o semiciclo positivo (variáveis de controle $C^+ = 1$ e $V^+ = 1$) e transferência da energia do indutor L_1 ao indutor de acoplamento L_{Reade} .



Fonte: Dados do próprio autor.

A. Etapa $Boost_1$

Para o semiciclo positivo, conforme a Figura 3.17 (a), o equacionamento da etapa $Boost_1$ em que os interruptores S_1 , S_3 e S_4 estão fechados, é mostrado em (3.25), (3.27), (3.29) e (3.32) com as variáveis analisadas em função do tempo. Considerando-se as perdas no indutor L_1 , tem-se a queda de tensão na resistência intrínseca r_{L1} . Assim, obtém-se a derivada da corrente do indutor Boost em função do tempo $\frac{di_{L1}(t)}{dt}$ pela Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) em (3.25) e (3.26).

$$v_{FV}(t) = v_{CFV}(t) = v_{L1}(t) + r_{L1} \cdot i_{L1}(t) \quad (3.25)$$

$$L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} + r_{L_1} \cdot i_{L_1}(t) = v_{CFV}(t)$$

$$\frac{di_{L_1}(t)}{dt} = \frac{v_{CFV}(t)}{L_1} - \frac{r_{L_1}}{L_1} \cdot i_{L_1}(t) \quad (3.26)$$

A seguir, será obtida a derivada da corrente da rede em função do tempo $\frac{di_{Lrede}(t)}{dt}$ pela Lei de Kirchhoff das Tensões em (3.27) e (3.28).

$$v_C(t) - v_{Lrede}(t) - v_{rLrede}(t) - v_{rede}(t) = 0 \quad (3.27)$$

$$v_C(t) - L_{rede} \cdot \frac{di_{Lrede}(t)}{dt} - r_{Lrede} \cdot i_{Lrede}(t) = v_{rede}(t)$$

$$L_{rede} \cdot \frac{di_{Lrede}(t)}{dt} - r_{Lrede} \cdot i_{Lrede}(t) = v_C(t) - v_{rede}(t)$$

$$\frac{di_{Lrede}(t)}{dt} = \frac{v_C(t)}{L_{rede}} - \frac{v_{rede}(t)}{L_{rede}} - \frac{r_{Lrede} \cdot i_{Lrede}(t)}{L_{rede}} \quad (3.28)$$

Nas equações (3.29) e (3.30), será determinada a derivada da tensão no capacitor de saída do conversor em função do tempo $\frac{dv_C(t)}{dt}$ pela Lei de Kirchhoff dos Nós.

$$i_C(t) = -i_{Lrede}(t) \quad (3.29)$$

$$C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} = -i_{Lrede}(t)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{i_{Lrede}(t)}{C} \quad (3.30)$$

Durante a etapa de roda-livre do indutor L_I , a corrente I_{LI} permanece com valor praticamente constante sendo a mesma do diodo D_I , como mostrado em (3.31).

$$I_{D1} = I_{L1} \quad (3.31)$$

A última análise para essa etapa de operação é feita determinando a derivada da tensão no capacitor de entrada V_{CFV} em paralelo com o arranjo FV em função do tempo $\frac{dv_{CFV}(t)}{dt}$ pela Lei de Kirchhoff dos Nós, em (3.32) e (3.33). Nessa etapa, ocorre a transferência de energia desse capacitor ao indutor L_I .

$$i_{L_1}(t) = i_{FV}(t) + i_{CFV}(t) \quad (3.32)$$

$$C \cdot \frac{dv_{CFV}(t)}{dt} = i_{L_1}(t) - i_{FV}(t)$$

$$\frac{dv_{CFV}(t)}{dt} = \frac{i_{L_1}(t)}{C} - \frac{i_{FV}(t)}{C} \quad (3.33)$$

B. Etapa $V+$

O equacionamento da etapa $V+$ é apresentado em (3.34), (3.36), (3.38) e (3.41) sendo caracterizada pela transferência de energia do indutor L_1 ao capacitor de saída C e à rede elétrica. Nesta etapa, são ativados os interruptores S_I e S_4 . Em (3.34), está apresentada a equação da etapa $V+$ considerando as perdas nos indutores L_1 e L_{rede} e $v_{in}(t) = v_{CFV}(t)$ para a determinação de $\frac{di_{L_1}(t)}{dt}$.

$$v_{CFV}(t) - v_{L_1}(t) - v_{rL_1}(t) - v_C(t) = 0 \quad (3.34)$$

$$v_{CFV}(t) - v_{L_1}(t) - r_{L_1} \cdot i_{L_1}(t) - v_C(t) = 0$$

Isolando a tensão $v_{L_1}(t)$, tem-se:

$$-v_{L_1}(t) = -v_{CFV}(t) + r_{L_1} \cdot i_{L_1}(t) + v_C(t)$$

$$L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = v_{CFV}(t) - v_C(t) - r_{L_1} \cdot i_{L_1}(t)$$

$$\frac{di_{L_1}(t)}{dt} = \frac{v_{CFV}(t)}{L_1} - \frac{v_C(t)}{L_1} - \frac{r_{L_1}}{L_1} \cdot i_{L_1}(t) \quad (3.35)$$

Nos próximos passos será obtida a derivada da corrente da rede em função do tempo $\frac{di_{L_{rede}}(t)}{dt}$, a partir de (3.36).

$$v_C(t) - v_{L_{rede}}(t) - v_{rL_{rede}}(t) - v_{rede}(t) = 0 \quad (3.36)$$

$$v_C(t) - L_{rede} \cdot \frac{di_{L_{rede}}(t)}{dt} - r_{L_{rede}} \cdot i_{L_{rede}}(t) = v_{rede}(t)$$

$$L_{rede} \cdot \frac{di_{L_{rede}}(t)}{dt} - r_{L_{rede}} \cdot i_{L_{rede}}(t) = v_C(t) - v_{rede}(t)$$

$$\frac{di_{L_{rede}}(t)}{dt} = \frac{v_C(t)}{L_{rede}} - \frac{v_{rede}(t)}{L_{rede}} - \frac{r_{L_{rede}} \cdot i_{L_{rede}}(t)}{L_{rede}} \quad (3.37)$$

Nos próximos passos, será determinada a derivada da tensão no capacitor de saída do conversor em função do tempo $\frac{dv_C(t)}{dt}$ utilizando a Lei de Kirchhoff dos Nós, a partir de (3.38).

$$i_{L_1}(t) = i_C(t) + i_{LRede}(t) \quad (3.38)$$

$$i_{L_1}(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + i_{LRede}(t)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{i_{L_1}(t)}{C} - \frac{i_{LRede}(t)}{C} \quad (3.39)$$

Durante a etapa de roda-livre do indutor L_2 , a corrente I_{L2} permanece com valor praticamente constante, como mostrado em (3.40).

$$I_{D2} = I_{L2} \quad (3.40)$$

A última análise para essa etapa de operação ($V+$) é a determinação da derivada da tensão no capacitor de entrada V_{CFV} em paralelo com o arranjo fotovoltaico em função do tempo $\frac{dv_{CFV}(t)}{dt}$ pela Lei de Kirchhoff dos Nós, a partir de (3.41) e (3.42). Nessa etapa, ocorre o carregamento de energia desse capacitor, enquanto a energia do indutor L_1 é transferida ao capacitor de saída C .

$$i_{FV}(t) = i_{L_1}(t) + i_{CFV}(t) \quad (3.41)$$

$$C \cdot \frac{dv_{CFV}(t)}{dt} = i_{FV}(t) - i_{L_1}(t)$$

$$\frac{dv_{CFV}(t)}{dt} = \frac{i_{FV}(t)}{C} - \frac{i_{L_1}(t)}{C} \quad (3.42)$$

3.7.1 Equações de Estado do Modelo do MFVCR – Análise em Regime Permanente

Para a avaliação da resposta dinâmica do Microinversor, devem ser obtidas as funções de transferência, sendo que para esse trabalho será utilizado o modelo de Espaço de Estados Médio (SSA - *State Space Average Modeling*) a partir das equações (3.43) e (3.44). A matriz X representa os valores das variáveis de estado e U é o vetor de entrada (LIMA, 2011).

Como o sistema de controle do MFVCR é baseado em controladores de histerese, os quais variam a frequência de chaveamento, utilizou-se para a presente modelagem o ponto de operação para a frequência de chaveamento máxima de 25 kHz (limitada pelos comparadores digitais representados na Figura 3.2, devido à amostragem de 50 kHz). Adotou-se, também, a razão cíclica média ($D_{méd}$) igual a 0,7.

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (3.43)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) + E \cdot u(t) \quad (3.44)$$

Em que:

$x(t)$ – Vetor de estados;

$\dot{x}(t) = \frac{dx(t)}{dt}$ – Derivada do vetor de estados em relação ao tempo;

$y(t)$ – Vetor resposta;

$u(t)$ – Vetor de entrada ou controle;

A – Matriz de estado ou de sistema;

B – Matriz de entrada;

C – Matriz de saída;

E – Matriz de ação avanço;

O MFVCR apresenta quatro elementos armazenadores de energia: o indutor Boost L_I (para o semiciclo positivo), o capacitor de entrada C_{FV} , o capacitor de saída C e o indutor de acoplamento L_{rede} . Portanto, o modelo desse circuito terá quatro variáveis de estado: a corrente do indutor $i_{L_1}(t)$, a corrente no indutor de acoplamento $i_{L_{rede}}(t)$, a tensão do capacitor de entrada $v_{C_{FV}}(t)$ e a tensão do capacitor de saída $v_C(t)$ (LIMA, 2011). O vetor de estados e a derivada do vetor de estados estão apresentados nas equações (3.45) e (3.46).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) \\ i_{L_{rede}}(t) \\ v_{C_{FV}}(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L_{Rede}}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C_{FV}}(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

O vetor de entrada $u(t)$ é determinado pelas fontes de tensão e corrente existentes no sistema que, para o conversor analisado, é a fonte de entrada $i_{FV}(t)$ e a tensão da rede elétrica $v_{Rede}(t)$. Logo, tem-se:

$$u(t) = \begin{bmatrix} i_{FV}(t) \\ v_{rede}(t) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

A equação de saída é descrita em (3.48) como resultado das variáveis de estado e a matriz de ação avante E é nula.

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) \\ i_{L_{Rede}}(t) \\ v_{C_{FV}}(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

As matrizes de sistema (A) e de entrada (B) são definidas de acordo com o estado dos interruptores e são determinadas nos próximos itens, para o semiciclo positivo de operação do conversor.

O modelo SSA representa uma média do estado do conversor durante um período de chaveamento. Neste caso, o modelo apresenta duas etapas, uma representando o circuito de ação *Boost_I* e a outra representando a ação *V+*, ambas responsáveis pela elevação de tensão no capacitor de saída, controle da tensão do capacitor de entrada, correntes dos indutores Boost e da corrente injetada na rede. Utiliza-se um índice para cada etapa, em que I representa a ação *Boost_I* e 2 representa a ação *V+*. As equações (3.49) e (3.50) são utilizadas para determinar as matrizes do sistema.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1 \cdot x(t) + B_1 \cdot u(t) \quad (3.49)$$

$$y(t) = C_1 \cdot x(t) + E_1 \cdot u(t) \quad (3.50)$$

Para a etapa de operação *Boost_I*, de acordo com a equação (3.49), a representação no espaço de estados é mostrada na equação (3.51).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L_{Rede}}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{CFV}(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{LRede}}{L_{Rede}} & 0 & \frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) \\ i_{L_{Rede}}(t) \\ v_{CFV}(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{Rede}} \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{FV}(t) \\ v_{Rede}(t) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

As equações de espaço de estado para o modo $V+$ estão representadas em (3.52) e (3.53).

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2 \cdot x(t) + B_2 \cdot u(t) \quad (3.52)$$

$$y(t) = C_2 \cdot x(t) + E_2 \cdot u(t) \quad (3.53)$$

Para a etapa de operação $V+$, de acordo a equação (3.52), a representação no espaço de estados é apresentada na equação (3.54).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L_{Rede}}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{CFV}(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_{LRede}}{L_{Rede}} & 0 & \frac{1}{L_{Rede}} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) \\ i_{L_{Rede}}(t) \\ v_{CFV}(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{FV}(t) \\ v_{Rede}(t) \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Assim, as matrizes de estado A_1, A_2 e de entrada B_1, B_2 para os modos $Boost_1$ e $V+$, respectivamente, estão escritas em (3.55) e (3.56).

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{LRede}}{L_{Rede}} & 0 & \frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}; A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_{LRede}}{L_{Rede}} & 0 & \frac{1}{L_{Rede}} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{Rede}} \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

As matrizes de saída C_1, C_2 e de ação avante E_1, E_2 estão apresentadas em (3.57) e (3.58).

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; C_2 = C_1 \quad (3.57)$$

$$E_1 = 0; E_2 = 0 \quad (3.58)$$

O comportamento médio do conversor no modo de condução contínuo (MCC) é representado pelas equações de espaço de estados médio. Assim, as matrizes de sistema (3.61), entrada (3.63), saída (3.65) e de ação avante (3.66) são obtidas com base na soma ponderada das equações das etapas $Boost_I$ e V^+ , ao longo de um período de chaveamento $T_{chaveamento}$ (GARCIA, 2015).

$$\frac{dX}{dt} = A_{méd} \cdot \bar{X} + B_{méd} \cdot \bar{U} \quad (3.59)$$

$$A_{méd} = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad (3.60)$$

$$A_{méd} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_{LRede}}{L_{Rede}} & 0 & \frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{2 \cdot D - 1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D-1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$B_{méd} = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) \quad (3.62)$$

$$B_{méd} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{Rede}} \\ -\frac{(2 \cdot D - 1)}{C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$Y = C_{méd} \cdot \bar{X} + E_{méd} \cdot \bar{U} \quad (3.64)$$

$$C_{méd} = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D) \quad (3.65)$$

$$E_{méd} = E_1 \cdot D + E_2 \cdot (1 - D) \quad (3.66)$$

3.7.2 Equações de Regime Permanente

O sistema de equações para o ponto de operação do MFVCR será linearizado. A solução de regime permanente pode ser obtida a partir das equações (3.67) e (3.68).

$$\frac{dX}{dt} = A_{méd} \cdot \bar{X} + B_{méd} \cdot \bar{U} \quad (3.67)$$

$$Y = C_{méd} \cdot \bar{X} + E_{méd} \cdot \bar{U} \quad (3.68)$$

Nesse contexto, os valores representativos das variáveis de estado no regime permanente são os valores de pico (constantes). Assim, as derivadas das variáveis de estado no ponto de operação são nulas (LIMA, 2011). Logo,

$$\frac{dX}{dt} = A_{méd} \cdot \bar{X} + B_{méd} \cdot \bar{U} = 0 \quad (3.69)$$

$$\bar{X} = -A_{méd}^{-1} \cdot B_{méd} \cdot \bar{U} \quad (3.70)$$

$$Y = (-C_{méd} \cdot A_{méd}^{-1} \cdot B_{méd} + E_{méd}) \cdot \bar{U} \quad (3.71)$$

Substituindo-se as matrizes $A_{méd}$ (3.61), $B_{méd}$ (3.63) e \bar{U} na equação (3.70), tem-se:

$$\bar{X} = - \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_{LRede}}{L_{Rede}} & 0 & \frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{2 \cdot D - 1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D-1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{-(2 \cdot D - 1)}{C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{FV} \\ V_{Rede} \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} -I_{FV} \\ I_{FV} \cdot (D-1) \\ V_{Rede} \cdot (D-1) - I_{FV} \cdot (r_{LRede} + r_{L1}) - D \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede} \cdot (D-2) \\ I_{FV} \cdot r_{LRede} \cdot (D-1) - V_{Rede} \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

Os valores de \bar{X} representam os valores de pico das variáveis de estado.

3.8 Análise de Pequenos Sinais – Modelo ca

O modelo ca de pequenos sinais é obtido pela perturbação das variáveis no ponto de operação, sendo que o valor de cada variável é composto pelo valor médio e pelas perturbações em torno deste ponto, seguindo procedimento análogo ao do MFVCI (LIMA, 2011), (NISE, 2011).

No Modo de Condução Contínuo (MCC), modelam-se apenas as variações ca nas formas de onda do conversor, as quais são as correntes nos indutores Boost e da Rede, a tensão no capacitor de entrada e a tensão no capacitor do filtro de saída, em um período de chaveamento, com frequência máxima de 25 kHz. Obtém-se, dessa maneira, um modelo linear com características iguais para pequenas variações ca em torno do ponto de operação.

A equação de saída está em função dos termos cc representados por letras maiúsculas. Considera-se que o valor total da variável no ponto de operação é composto pelo valor médio e pelas pequenas perturbações ao redor deste ponto.

$$x(t) = \bar{X} + \tilde{x}(t) \quad (3.74)$$

$$y(t) = \bar{Y} + \tilde{y}(t) \quad (3.75)$$

$$u(t) = \bar{U} + \tilde{u}(t) \quad (3.76)$$

$$d(t) = \bar{D} + \tilde{d}(t) \quad (3.77)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) = 1 - \bar{D} - \tilde{d}(t) = \bar{D}' - \tilde{d}(t) \quad (3.78)$$

Em que, \sim representa uma pequena perturbação e a letra maiúscula, por sua vez, representa um valor constante. Pode-se observar que:

$$\bar{X} \gg \tilde{x}(t) \quad (3.79)$$

$$\bar{Y} \gg \tilde{y}(t) \quad (3.80)$$

$$\bar{U} \gg \tilde{u}(t) \quad (3.81)$$

$$\bar{D} \gg \tilde{d}(t) \quad (3.82)$$

A perturbação resulta em duas respostas: de regime permanente e as equações lineares de espaço de estados. Aplicando-se o modelo de pequenos sinais na equação de espaço de estados médio, têm-se as seguintes equações:

$$\dot{x}(t) = A_{méd} \cdot x(t) + B_{méd} \cdot u(t) \quad (3.83)$$

$$y(t) = C_{méd} \cdot x(t) + E_{méd} \cdot u(t) \quad (3.84)$$

$$\dot{x}(t) = [A_1 \cdot d(t) + A_2 \cdot d'(t)] \cdot x(t) + [B_1 \cdot d(t) + B_2 \cdot d'(t)] \cdot u(t)$$

$$\begin{aligned} \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} &= \{A_1 \cdot [\bar{D} + \tilde{d}(t)] + A_2 \cdot [\bar{D}' - \tilde{d}(t)]\} \cdot [\bar{X} + \tilde{x}(t)] \\ &+ \{B_1 \cdot [\bar{D} + \tilde{d}(t)] + B_2 \cdot [\bar{D}' - \tilde{d}(t)]\} \cdot [\bar{U} + \tilde{u}(t)] \end{aligned} \quad (3.85)$$

Desenvolvendo a equação (3.85), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} &= [A_1 \cdot \bar{D} + A_2 \cdot \bar{D}'] \cdot \bar{X} + [A_1 \cdot \tilde{d}(t) - A_2 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot \bar{X} \\ &+ [A_1 \cdot \bar{D} + A_2 \cdot \bar{D}'] \cdot \tilde{x}(t) + [A_1 \cdot \tilde{d}(t) - A_2 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot \tilde{x}(t) \\ &+ [B_1 \cdot \bar{D} + B_2 \cdot \bar{D}'] \cdot \bar{U} + [B_1 \cdot \tilde{d}(t) - B_2 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot \bar{U} \\ &+ [B_1 \cdot \bar{D} + B_2 \cdot \bar{D}'] \cdot \tilde{u}(t) + [B_1 \cdot \tilde{d}(t) - B_2 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot \tilde{u}(t) \end{aligned} \quad (3.86)$$

Sabendo que a multiplicação de duas perturbações $\tilde{d}(t) \cdot \tilde{x}(t)$ ou $\tilde{d}(t) \cdot \tilde{u}(t)$ gera um valor muito pequeno, podem ser desconsiderados os 4º e 8º termos da equação (3.86). Dessa maneira, pode-se representá-la em (3.87).

$$\begin{aligned} \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} &= A_{méd} \cdot \bar{X} + A_{méd} \cdot \tilde{x}(t) + [A_1 - A_2] \cdot \bar{X} \cdot \tilde{d}(t) + B_{méd} \cdot \bar{U} + B_{méd} \cdot \tilde{u}(t) \\ &+ [B_1 - B_2] \cdot \bar{U} \cdot \tilde{d}(t) \end{aligned} \quad (3.87)$$

Considerando-se que:

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = A_{méd} \cdot \bar{X} + B_{méd} \cdot \bar{U} \quad (3.88)$$

$$\begin{aligned} \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} &= \frac{d\bar{X}}{dt} + \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} \\ \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} &= \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} - \frac{d\bar{X}}{dt} \end{aligned} \quad (3.89)$$

Substituindo os valores de $\frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt}$ e de $\frac{d\bar{X}}{dt}$ na equação (3.89) e considerando as derivadas dos valores no ponto de operação iguais a zero, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} &= A_{méd} \cdot \bar{X} + A_{méd} \cdot \tilde{x}(t) + [A_1 - A_2] \cdot \bar{X} \cdot \tilde{d}(t) + B_{méd} \cdot \bar{U} + B_{méd} \cdot \tilde{u}(t) \\ &\quad + [B_1 - B_2] \cdot \bar{U} \cdot \tilde{d}(t) - A_{méd} \cdot \bar{X} - B_{méd} \cdot \bar{U} \\ \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} &= A_{méd} \cdot \tilde{x}(t) + B_{méd} \cdot \tilde{u}(t) + \{[A_1 - A_2] \cdot \bar{X} + [B_1 - B_2] \cdot \bar{U}\} \cdot \tilde{d}(t) \end{aligned} \quad (3.90)$$

O termo em negrito da equação (3.90) será designado de B_d . Logo:

$$B_d = [A_1 - A_2] \cdot \bar{X} + [B_1 - B_2] \cdot \bar{U} \quad (3.91)$$

Assim, tem-se:

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A_{méd} \cdot \tilde{x}(t) + B_{méd} \cdot \tilde{u}(t) + B_d \cdot \tilde{d}(t) \quad (3.92)$$

$$\tilde{y}(t) = C_{méd} \cdot \tilde{x}(t) + E_{méd} \cdot \tilde{u}(t) + E_d \cdot \tilde{d}(t) \quad (3.93)$$

Em que, E_d está descrito em (3.94).

$$E_d = [C_1 - C_2] \cdot \bar{X} + [E_1 - E_2] \cdot \bar{U} = 0 \quad (3.94)$$

Substituindo as matrizes A_1 , A_2 , B_1 e B_2 em B_d (3.91) tem-se (3.95):

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{-V_{Rede} - I_{FV} \cdot r_{LRede} \cdot (1 - D)}{L_1} \\ 0 \\ -\frac{3 \cdot I_{FV}}{C} \\ \frac{I_{FV}}{C} \end{bmatrix} \quad (3.95)$$

A análise de pequenos sinais avalia a resposta dinâmica do sistema proposto submetido a pequenas perturbações. Com isso, obtém-se as funções de transferência que relacionam a variável de controle com relação à perturbação desejada.

As funções de transferência de pequenos sinais do conversor proposto são obtidas através da transformada de Laplace descrita em (3.96).

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\tilde{x}(t)}{dt}\right\} = \mathcal{L}\{A_{méd} \cdot \tilde{x}(t) + B_{méd} \cdot \tilde{u}(t) + B_d \cdot \tilde{d}(t)\} \quad (3.96)$$

$$s.I \cdot \tilde{X}(s) - \tilde{x}(0) = A_{méd} \cdot \tilde{X}(s) + B_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)$$

Sabe-se que $\tilde{x}(t = 0) = 0$, então:

$$\begin{aligned} s.I \cdot \tilde{X}(s) - A_{méd} \cdot \tilde{X}(s) &= B_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s) \\ (s.I - A_{méd}) \cdot \tilde{X}(s) &= B_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s) \\ \tilde{X}(s) &= (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot [B_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)] \end{aligned} \quad (3.97)$$

Efetua-se, também, a transformada de Laplace na equação de resposta de pequenos sinais $\mathcal{L}\{\tilde{y}(t)\}$.

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{\tilde{y}(t)\} &= \mathcal{L}\{C_{méd} \cdot \tilde{x}(t) + E_{méd} \cdot \tilde{u}(t) + E_d \cdot \tilde{d}(t)\} \\ \tilde{Y}(s) &= C_{méd} \cdot \tilde{X}(s) + E_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + E_d \cdot \tilde{D}(s) \end{aligned} \quad (3.98)$$

Substitui-se $\tilde{X}(s)$ de (3.97) na equação de resposta $\tilde{Y}(s)$ mostrada em (3.98), obtendo-se a seguinte relação:

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(s) &= C_{méd} \cdot (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot [B_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)] + E_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + E_d \cdot \tilde{D}(s) \\ \tilde{Y}(s) &= C_{méd} \cdot (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_{méd} \cdot \tilde{U}(s) + C_{méd} \cdot (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_d \cdot \tilde{D}(s) + E_{méd} \cdot \tilde{U}(s) \\ &\quad + E_d \cdot \tilde{D}(s) \\ \tilde{Y}(s) &= [C_{méd} \cdot (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_{méd} + E_{méd}] \cdot \tilde{U}(s) + [C_{méd} \cdot (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_d + E_d] \cdot \tilde{D}(s) \end{aligned} \quad (3.99)$$

As equações de espaço de pequenos sinais $\tilde{X}(s)$ e $\tilde{Y}(s)$ são expressas na forma matricial em (3.100) e (3.101).

$$\tilde{X}(s) = [(s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_{méd} \quad (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_d] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{U}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

$$\tilde{Y}(s) = [C_{méd} \cdot (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_{méd} + E_{méd} \quad C_{méd} \cdot (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_d + E_d] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{U}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.101)$$

Sabe-se que,

$$\tilde{U}(s) = \begin{bmatrix} \tilde{I}_{FV}(s) \\ \tilde{V}_{Rede}(s) \end{bmatrix} \quad (3.102)$$

As matrizes das funções de transferência de pequenos sinais podem ser obtidas por (3.103).

$$\tilde{X}(s) = \begin{bmatrix} G_{I_{L_1} I_{FV}}(s) & G_{I_{L_1} V_{Rede}}(s) & G_{I_{L_1} D}(s) \\ G_{I_{LRede} I_{FV}}(s) & G_{I_{LRede} V_{Rede}}(s) & G_{I_{LRede} D}(s) \\ G_{V_{CFV} I_{FV}}(s) & G_{V_{CFV} V_{Rede}}(s) & G_{V_{CFV} D}(s) \\ G_{V_C I_{FV}}(s) & G_{V_C V_{Rede}}(s) & G_{V_C D}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{U}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.103)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_{L_1}(s) \\ \tilde{I}_{LRede}(s) \\ \tilde{V}_{CFV}(s) \\ \tilde{V}_C(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{I_{L_1} I_{FV}}(s) & G_{I_{L_1} V_{Rede}}(s) & G_{I_{L_1} D}(s) \\ G_{I_{LRede} I_{FV}}(s) & G_{I_{LRede} V_{Rede}}(s) & G_{I_{LRede} D}(s) \\ G_{V_{CFV} I_{FV}}(s) & G_{V_{CFV} V_{Rede}}(s) & G_{V_{CFV} D}(s) \\ G_{V_C I_{FV}}(s) & G_{V_C V_{Rede}}(s) & G_{V_C D}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{FV}(s) \\ \tilde{V}_{Rede}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.104)$$

$$\tilde{I}_{L_1}(s) = G_{I_{L_1} I_{FV}}(s) \cdot \tilde{I}_{FV}(s) + G_{I_{L_1} V_{Rede}}(s) \cdot \tilde{V}_{Rede}(s) + G_{I_{L_1} D}(s) \cdot \tilde{D}(s)$$

$$\tilde{I}_{LRede}(s) = G_{I_{LRede} I_{FV}}(s) \cdot \tilde{I}_{FV}(s) + G_{I_{LRede} V_{Rede}}(s) \cdot \tilde{V}_{Rede}(s) + G_{I_{LRede} D}(s) \cdot \tilde{D}(s)$$

$$\tilde{V}_{CFV}(s) = G_{V_{CFV} I_{FV}}(s) \cdot \tilde{I}_{FV}(s) + G_{V_{CFV} V_{Rede}}(s) \cdot \tilde{V}_{Rede}(s) + G_{V_{CFV} D}(s) \cdot \tilde{D}(s)$$

$$\tilde{V}_C(s) = G_{V_C I_{FV}}(s) \cdot \tilde{I}_{FV}(s) + G_{V_C V_{Rede}}(s) \cdot \tilde{V}_{Rede}(s) + G_{V_C D}(s) \cdot \tilde{D}(s)$$

Para as variáveis de saída $\tilde{I}_{LRede}(s)$ e $\tilde{V}_{Rede}(s)$, têm-se as seguintes equações:

$$\tilde{Y}(s) = \begin{bmatrix} G_{I_{LRede} I_{FV}}(s) & G_{I_{LRede} V_{Rede}}(s) & G_{I_{LRede} D}(s) \\ G_{V_{CFV} I_{FV}}(s) & G_{V_{CFV} V_{Rede}}(s) & G_{V_{CFV} D}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{U}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.105)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_{LRede}(s) \\ \tilde{V}_{CFV}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{I_{LRede} I_{FV}}(s) & G_{I_{LRede} V_{Rede}}(s) & G_{I_{LRede} D}(s) \\ G_{V_{CFV} I_{FV}}(s) & G_{V_{CFV} V_{Rede}}(s) & G_{V_{CFV} D}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{FV}(s) \\ \tilde{V}_{Rede}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.106)$$

Considerando $\tilde{U}(s) = 0$ e aplicando o princípio da superposição em (3.103), calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado em relação à razão cíclica $\tilde{D}(s)$, $G_{XD}(s)$ (NISE, 2011).

$$\tilde{X}(s) = (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_d \cdot \tilde{D}(s)$$

$$G_{XD}(s) = \frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{D}(s)} = (s.I - A_{méd})^{-1} \cdot B_d$$

$$G_{XD}(s) = \frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{D}(s)} = s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_{LRede}}{L_{Rede}} & 0 & \frac{1}{L_{Rede}} \\ \frac{2 \cdot D-1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D-1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -V_{Rede} - I_{FV} \cdot r_{LRede} \cdot (1-D) \\ L_1 \\ 0 \\ -\frac{3 \cdot I_{FV}}{C} \\ \frac{I_{FV}}{C} \end{bmatrix}$$

$$G_{XD}(s) = \frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{D}(s)} = \begin{bmatrix} -\frac{[A_3 \cdot s^3 + A_2 \cdot s^2 + A_1 \cdot s^1 + A_0]}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \\ \frac{C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \\ -\frac{[D_3 \cdot s^3 + D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s^1 + D_0]}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \\ \frac{E_0 \cdot (C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0)}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \end{bmatrix} \quad (3.107)$$

$$G_{XD}(s)_{(1,1)} = -\frac{[A_3 \cdot s^3 + A_2 \cdot s^2 + A_1 \cdot s^1 + A_0]}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \quad (3.108)$$

Em que, os coeficientes do numerador e denominador de (3.108) são:

$$\begin{aligned} A_3 &= C^2 \cdot L_{Rede} \cdot (V_{Rede} + I_{FV} \cdot r_{LRede} - D \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}) \\ A_2 &= C \cdot (C \cdot V_{Rede} \cdot r_{LRede} + 5 \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} + C \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}^2 - D \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} - C \cdot D \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}^2) \\ A_1 &= C \cdot (V_{Rede} + 6 \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede} - 2 \cdot D \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}) \\ A_0 &= 4 \cdot I_{FV} \\ B_4 &= C^2 \cdot L_{Rede} \cdot L_1 \\ B_3 &= C^2 \cdot (L_{Rede} \cdot r_{L_1} + L_1 \cdot r_{LRede}) \\ B_2 &= C \cdot (2 \cdot L_{Rede} + L_1 + D^2 \cdot L_{Rede} + C \cdot r_{LRede} \cdot r_{L_1}) \\ B_1 &= C \cdot (2 \cdot r_{LRede} + r_{L_1} - 4 \cdot D \cdot r_{LRede} + D^2 \cdot r_{LRede}) \\ B_0 &= 1 - 2 \cdot D \end{aligned}$$

Para a segunda linha de (3.107), tem-se $G_{XD}(s)_{(2,1)}$:

$$G_{XD}(s)_{(2,1)} = \frac{C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \quad (3.109)$$

Em que,

$$\begin{aligned} C_2 &= C \cdot I_{FV} \cdot L_1 \\ C_1 &= C \cdot (-V_{Rede} + D \cdot V_{Rede} - I_{FV} \cdot r_{LRede} + I_{FV} \cdot r_{L_1} - D^2 \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede} + 2 \cdot D \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}) \\ C_0 &= 2 \cdot D \cdot I_{FV} - 3 \cdot I_{FV} \end{aligned}$$

Para a terceira linha de (3.107), tem-se $G_{XD}(s)_{(3,1)}$:

$$G_{XD}(s)_{(3,1)} = -\frac{[D_3 \cdot s^3 + D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s^1 + D_0]}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \quad (3.110)$$

Em que,

$$\begin{aligned} D_3 &= 4 \cdot C \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} \cdot L_1 \\ D_2 &= C \cdot (-L_{Rede} \cdot V_{Rede} + 2 \cdot D \cdot L_{Rede} \cdot V_{Rede} - I_{FV} \cdot L_{Rede} \cdot r_{LRede} + 4 \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} \cdot r_{L_1} \\ &\quad + 4 \cdot I_{FV} \cdot L_1 \cdot r_{LRede} + 3 \cdot D \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} \cdot r_{LRede} - 2 \cdot D^2 \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} \cdot r_{LRede}) \end{aligned}$$

$$D_1 = 3 \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} + 4 \cdot I_{FV} \cdot L_1 - 5 \cdot D \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} - C \cdot V_{Rede} \cdot r_{LRede} + 2 \cdot D^2 \cdot I_{FV} \cdot L_{Rede} \\ - C \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}^2 + 3 \cdot C \cdot D \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}^2 - 2 \cdot C \cdot D^2 \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}^2 \\ + 2 \cdot C \cdot D \cdot V_{Rede} \cdot r_{LRede} + 4 \cdot C \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede} \cdot r_{L1}$$

$$D_0 = 2 \cdot D \cdot V_{Rede} - V_{Rede} + 2 \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede} + 4 \cdot I_{FV} \cdot r_{L1} - 2 \cdot D \cdot I_{FV} \cdot r_{LRede}$$

Para a quarta linha de (3.107), tem-se $G_{XD}(s)_{(4,1)}$:

$$G_{XD}(s)_{(4,1)} = \frac{E_0 \cdot (C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0)}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \quad (3.111)$$

Em que,

$$E_0 = r_{LRede} + L_{Rede} \cdot s$$

Como $\tilde{X}(s)$ é representado pelo vetor $\begin{bmatrix} \tilde{I}_{L1}(s) \\ \tilde{I}_{LRede}(s) \\ \tilde{V}_{CFV}(s) \\ \tilde{V}_C(s) \end{bmatrix}$, tem-se que a função de transferência

$G_{ILRedeD}(s) = \frac{\tilde{I}_{LRede}(s)}{\tilde{D}(s)}$ é igual ao elemento da 2ª linha e 1ª coluna do vetor $G_{XD}(s)$, descrita em

(3.96). Do mesmo modo, a função de transferência $G_{VCD}(s) = \frac{\tilde{V}_C(s)}{\tilde{D}(s)}$ é igual ao elemento da 4ª

linha e 1ª coluna do vetor $\tilde{G}_{XD}(s)$, como mostrado em (3.107). Assim, têm-se as equações (3.112) e (3.113).

$$G_{ILRedeD}(s) = \frac{\tilde{I}_{LRede}(s)}{\tilde{D}(s)} = G_{XD}(s)_{(1,1)} = \frac{C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \quad (3.112)$$

$$G_{VCD}(s) = \frac{\tilde{V}_C(s)}{\tilde{D}(s)} = G_{XD}(s)_{(4,1)} = \frac{E_0 \cdot (C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0)}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0} \quad (3.113)$$

A Tabela 3.3 apresenta o ponto de operação do MFVCR, considerando-se a alimentação por dois módulos FV de 245 Wp (total de 490 Wp) nas condições nominais. Foi adotada a capacitância em paralelo com o arranjo FV de 3 mF, devido ao fato de a topologia ser de estágio único e realizar todo o desacoplamento da energia cc em relação à ca através desse elemento. O respectivo dimensionamento será mostrado no final deste Capítulo.

Tabela 3.3 – Ponto de operação definido para o MFVCR.

Ponto de Operação Definido – Critérios de Projeto do MFVCR	
Potência Nominal de Entrada (P)	490 W
Tensão de entrada para dois módulos FV de 245 Wp (V_{FV})	59,2 V
Corrente do arranjo FV no PMP (I_{FV})	8,28 A
Capacitância em paralelo com o arranjo FV	3 mF
Resistência do indutor (r_{Li})	25 mΩ
Indutor Boost (L_i)	360 μH
Capacitor de saída (C)	10 μF
Tensão de pico da rede ($V_{Rede\ pico}$)	180 V
Corrente no indutor (I_{Li})	19,88 A

Ponto de Operação Definido – Critérios de Projeto do MFVCR	
Resistência do indutor de acoplamento (r_{LRede})	360 mΩ
Indutor de acoplamento à rede (L_{Rede})	9 mH
Razão cíclica média ($D_{méd}$)	0,7
Frequência de chaveamento máxima ($f_{smáx}$)	25 kHz
Frequência de amostragem dos sinais ($f_{amostragem}$)	50 kHz

Fonte: Dados do próprio autor.

Portanto, a seguir são obtidas duas funções de transferência de interesse para a lógica de controle proposta: $G_{I_{LRede}V_C}(s)$ e $G_{V_{CFV}I_{L1}}(s)$. A primeira planta determina o comportamento da corrente injetada na rede elétrica I_{LRede} através do indutor de acoplamento L_{Rede} , pela definição de uma tensão de saída, a qual é imposta no capacitor C pelo controlador de histerese. Essa planta é responsável por garantir o fluxo de potência ativa no sentido do inversor à rede. Assim, efetua-se a divisão da função $G_{I_{LRede}D}(s)$ pela função $G_{V_C D}(s)$ em (3.114).

$$G_{I_{LRede}V_C}(s) = \frac{G_{I_{LRede}D}(s)}{G_{V_C D}(s)} = \frac{\tilde{I}_{LRede}(s)}{\tilde{V}_C(s)} = \frac{\frac{C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0}}{\frac{E_0 \cdot (C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s^1 + C_0)}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0}} \quad (3.114)$$

$$G_{I_{LRede}V_C}(s) = \frac{1}{E_0} = \frac{1}{r_{LRede} + L_{Rede} \cdot s} \quad (3.115)$$

Para o ponto de operação definido na Tabela 3.3, tem-se (3.116).

$$G_{I_{LRede}V_C}(s) = \frac{1}{0,36 + 0,009 \cdot s} \quad (3.116)$$

A segunda planta $G_{V_{CFV}I_{L1}}(s)$, por sua vez, determina o comportamento da tensão da entrada do conversor V_{FV} , a qual é igual à tensão no capacitor v_{CFV} , em função da amplitude da forma de onda da corrente dos indutores Boost, com forma de onda equivalente à potência ca. A amplitude é determinada pelo algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama”.

Para determinar a função de transferência $G_{V_{CFV}I_{L1}}(s)$, efetua-se a divisão da função $G_{V_{CFV}D}(s)$ pela função $G_{I_{L1}D}(s)$, como mostra a equação (3.117).

$$G_{V_{CFV}I_{L1}}(s) = \frac{G_{V_{CFV}D}(s)}{G_{I_{L1}D}(s)} = \frac{\tilde{V}_{CFV}(s)}{\tilde{I}_{L1}(s)} = \frac{-\frac{[D_3 \cdot s^3 + D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s^1 + D_0]}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0}}{-\frac{[A_3 \cdot s^3 + A_2 \cdot s^2 + A_1 \cdot s^1 + A_0]}{B_4 \cdot s^4 + B_3 \cdot s^3 + B_2 \cdot s^2 + B_1 \cdot s^1 + B_0}} \quad (3.117)$$

$$G_{V_{CFV}I_{L1}}(s) = \frac{D_3 \cdot s^3 + D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s^1 + D_0}{A_3 \cdot s^3 + A_2 \cdot s^2 + A_1 \cdot s^1 + A_0} \quad (3.118)$$

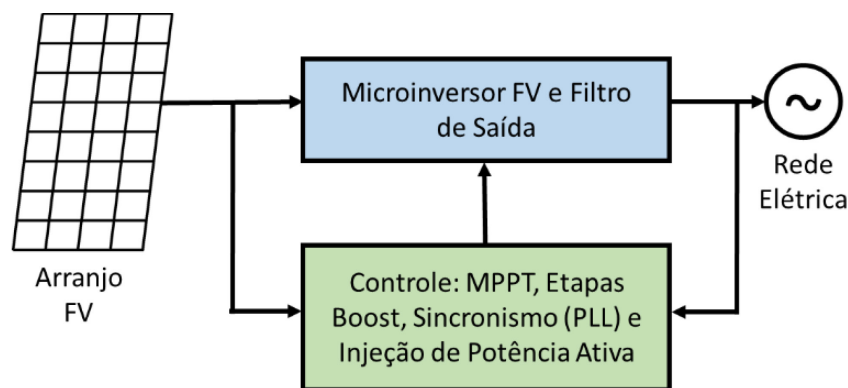
Para o ponto de operação da Tabela 3.3, tem-se (3.119).

$$G_{V_{CFV}I_{L1}}(s) = \frac{1,65 \cdot 10^{19} \cdot s^3 + 8,68 \cdot 10^{22} \cdot s^2 + 8,13 \cdot 10^{26} \cdot s + 9,82 \cdot 10^{29}}{2,5 \cdot 10^{18} \cdot s^3 + 4,96 \cdot 10^{22} \cdot s^2 + 2,98 \cdot 10^{25} \cdot s^1 + 5,08 \cdot 10^{29}} \quad (3.119)$$

3.9 Malha de Controle da Injeção de Corrente à Rede Elétrica

A técnica mais adequada para a implementação da malha de controle da corrente da rede elétrica foi desenvolvida para que a energia proveniente dos módulos FV, a qual depende diretamente da irradiância e da temperatura, seja completamente injetada à rede. Dessa forma, a amplitude dessa corrente, variará proporcionalmente em função da potência gerada pelos módulos FV. Na Figura 3.18 está o diagrama de blocos do MFVCR, com a estrutura de potência e controle.

Figura 3.18 – Diagrama de blocos da estrutura geral de potência e de controle do MFVCR.

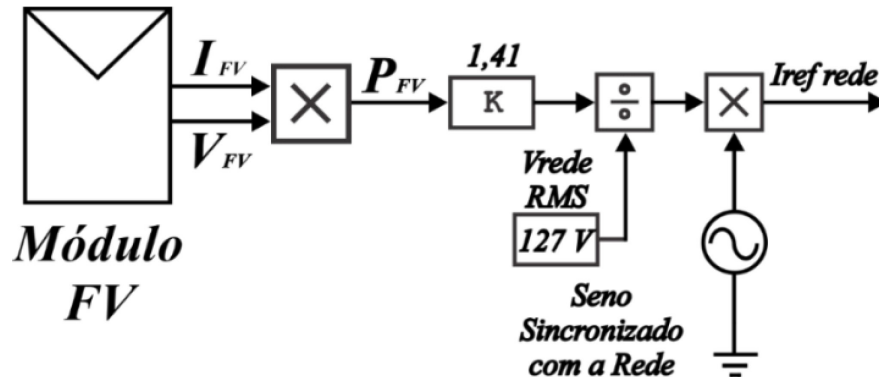


Fonte: Adaptado de (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005).

3.9.1 Definição da Corrente de Referência $I_{ref\ rede}$ em Função da Potência do Arranjo FV

A amplitude da corrente a ser injetada, depende proporcionalmente da potência disponível nos módulos FV, a qual é rastreada pelo algoritmo do MPPT (VIAJANTE, 2013), (GARCIA, BUIATTI, *et al.*, 2013). Para a obtenção da forma de onda da corrente injetada na rede elétrica, faz-se necessário conhecer a amplitude de pico a ser imposta no indutor de acoplamento L_{Rede} como será obtida nas próximas equações. Esse valor de pico é multiplicado pela senóide com pico unitário resultante do algoritmo de PLL, resultando na forma de onda da corrente de referência $I_{ref\ rede}$, como mostra a Figura 3.19 (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005).

Figura 3.19 – Diagrama de blocos para obtenção da corrente de referência $I_{ref\ rede}$ para a malha de controle da corrente injetada com base na potência gerada pelo módulo FV.



Fonte: Adaptado de (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005).

Considerando-se que a potência de entrada (P_{FV}) é igual à potência de saída P_{rede} (3.120), para um cálculo teórico em que o rendimento da estrutura seja máximo e que o fator de potência seja unitário, têm-se as equações (3.120) e (3.121).

$$P_{FV} = P_{rede} \Rightarrow I_{FV} \cdot V_{FV} = V_{ca\ RMS} \cdot I_{ca\ RMS} \cdot \cos\theta \quad (3.120)$$

$$I_{pico} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{FV} \cdot V_{FV}}{V_{ac\ RMS}} \quad (3.121)$$

Considerando o ponto de operação para dois módulos FV de 245 Wp conectados em série (nas condições de teste padrão – CTP) e tensão da rede eficaz de 127 V, calcula-se a corrente de pico em (3.122).

$$I_{pico} = \frac{490\ W \cdot \sqrt{2}}{127} = 5,46\ A \quad (3.122)$$

Portanto, a corrente de pico de referência ($I_{ref\ rede}$) é de 5,46 A e o valor da corrente eficaz é de 3,86 A.

3.9.2 Estudo da Malha de Captura de Fase (PLL)

De acordo com (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005), (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011), verifica-se que o PLL (*Phase-Locked Loop*) é utilizado para oferecer uma operação do MFVCR com fator de potência unitário, sincronizando a corrente de saída do inversor com a tensão da rede. O PLL é um sistema em malha fechada no qual um oscilador interno é controlado, mantendo o período de um respectivo

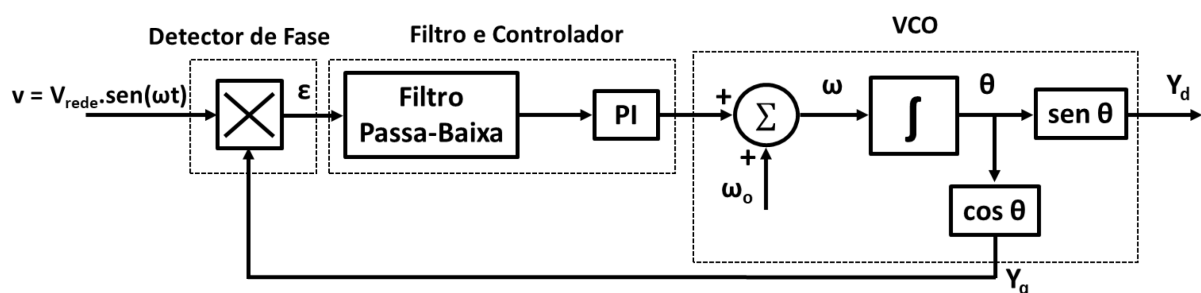
sinal através da utilização de uma malha de realimentação. Ele atraca o oscilador à forma de onda da rede elétrica, gerando uma amplitude e um sinal em fase com o sinal da entrada. A malha de controle do PLL é composta por (MALVINO e BATES, 2007):

- Detector de fase: detecta o erro de fase entre a referência e a tensão da rede, gerando um sinal de saída cc (tensão média) proporcional à diferença de fase entre a tensão da rede v e o sinal gerado pelo oscilador interno do PLL “ Y_q ”, como pode ser visto na Figura 3.20. Os componentes de alta frequência ca aparecem juntamente ao sinal cc de diferença de fase. Quando o sinal de entrada v está adiantado em relação ao sinal em quadratura “ Y_q ”, $\Delta\phi$ é positivo, resultando em uma tensão positiva. Caso v esteja atrasado em relação a “ Y_q ”, $\Delta\phi$ será negativo, resultando em uma tensão negativa. A saída do detector de fase é zero quando $\Delta\phi = 0^\circ$.

- Filtro da malha de controle: filtro passa-baixa de primeira ordem atenuando os componentes de alta frequência ca da saída do detector de fase.

- Oscilador Controlado por Tensão (*Voltage Controller Oscillator*, VCO): gera na respectiva saída um sinal ca cuja frequência varia conforme a frequência central (60 Hz). A tensão de entrada v controla a frequência de saída do VCO, sendo que é diretamente proporcional à da entrada. Quando a tensão de entrada do VCO é zero, ele opera na frequência central f_0 . Quando a tensão de entrada do VCO é positiva, a frequência de saída é maior que f_0 . Se a tensão de entrada for negativa, a frequência do VCO é menor que f_0 (TAO e XUE, 2013). O diagrama de blocos do PLL está apresentado na Figura 3.20.

Figura 3.20 – Diagrama de blocos da malha de captura de fase (PLL).



Fonte: Adaptado de (INSTRUMENTS, 2014) e (TAO e XUE, 2013).

A tensão da rede elétrica v medida pelo sensor pode ser escrita em termos da frequência angular da rede (ω_{rede}) em (3.123).

$$v = v_{rede} \cdot \text{sen}(\theta_{entrada}) = v_{rede} \cdot \text{sen}(\omega_{rede} \cdot t + \theta_{rede}) \quad (3.123)$$

Considerando que o VCO esteja gerando ondas senoidais próximas à onda da rede (Y_d), a outra saída desse bloco (Y_q) pode ser escrita em (3.124):

$$Y_q = \cos(\theta_{saída}) = \cos(\omega_{PLL} \cdot t + \theta_{PLL}) \quad (3.124)$$

3.9.3 Modelagem do PLL

Na saída Y_q , o sinal estará adiantado de 90° da tensão de entrada v e quando esse sinal é multiplicado por v , o resultado é uma tensão cc com ondulação equivalente a duas vezes a frequência da rede (120 Hz) (MALVINO e BATES, 2007). O filtro passa-baixa (FPB) de primeira ordem foi projetado conforme a função de transferência em (3.125) (LIMA, 2011).

$$G_{FPB}(s) = k \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.125)$$

Em que, $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$ é a frequência angular de corte. Para a frequência de corte $f_c = 12 \text{ Hz}$, a qual é uma década abaixo da frequência resultante da multiplicação da tensão v e do sinal de tensão em quadratura Y_q e, considerando $k = 1$, tem-se a função de transferência do filtro passa-baixa $G_{FPB}(s)$ em (3.126):

$$G_{FPB}(s) = \frac{75,4}{s + 75,4} \quad (3.126)$$

Utilizou-se o programa computacional PSIM[®] (*s2z Converter*) para converter a função de transferência do filtro passa-baixa no domínio da frequência para o domínio discreto, amostrando o sinal em 50 kHz. Os coeficientes estão apresentados na Tabela 3.4, lembrando que essa conversão é necessária para implementar o filtro no DSP.

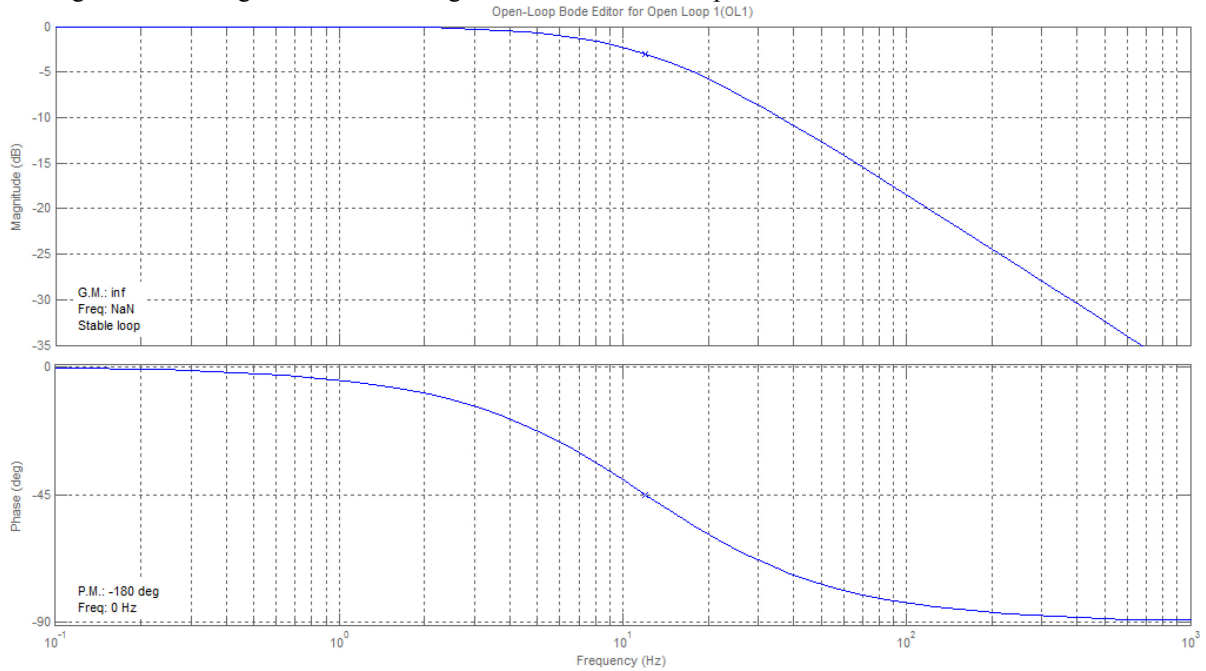
Tabela 3.4 – Coeficientes do filtro passa-baixa de primeira ordem no domínio da frequência e discreto.

Coeficientes no Domínio da Frequência		Coeficientes no Domínio Discreto	
K	1		
B_1	0	$b1$	0,00075341394
B_0	75,3982	$b0$	0,00075341394
A_1	1	$a1$	-0,99849317
A_0	75,3982		-

Fonte: Dados do próprio autor.

Os diagramas de Bode de ganho e de fase do filtro passa-baixa projetado estão ilustrados na Figura 3.21.

Figura 3.21 – Diagramas de Bode de ganho e de fase do filtro passa-baixa da malha de controle do PLL.



Fonte: Dados do próprio autor.

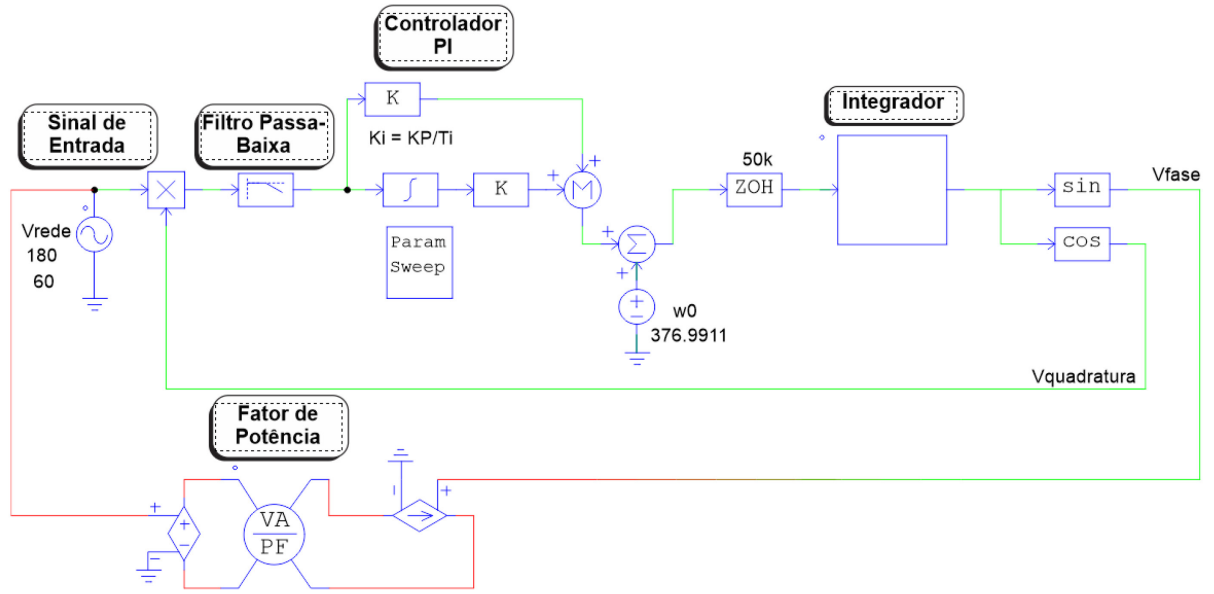
De acordo com a modelagem apresentada em (INSTRUMENTS, 2014) e (LOPES, 2006) é possível implementar um controlador PI para manter o erro do ângulo de fase do PLL igual a zero, ajustando-se o tempo de assentamento. Na equação (3.127) está a função de transferência do compensador PI implementado $C_{PI}(s)$.

$$C_{PI}(s) = \frac{Y_{PI}(s)}{Y_{FiltroPB}(s)} = K_P + \frac{K_P}{T_I} \cdot \frac{1}{s}$$

$$C_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.127)$$

Para a obtenção dos valores de K_P e K_I do compensador PI, realizou-se uma simulação no PSIM® com o auxílio da ferramenta “Param Sweep”, cujo esquemático está apresentado na Figura 3.22.

Figura 3.22 – Diagrama esquemático da simulação da malha de captura de fase.



Fonte: Adaptado de (LIMA, 2011).

A Figura 3.23 mostra o intervalo de tempo em que o fator de potência entre a forma de onda da tensão da rede elétrica v e a tensão de saída do PLL fica unitário. A Figura 3.23 mostra o intervalo de tempo em que a frequência angular da onda gerada pelo PLL atinge 377 rad/s que é a mesma da forma de onda da entrada do PLL.

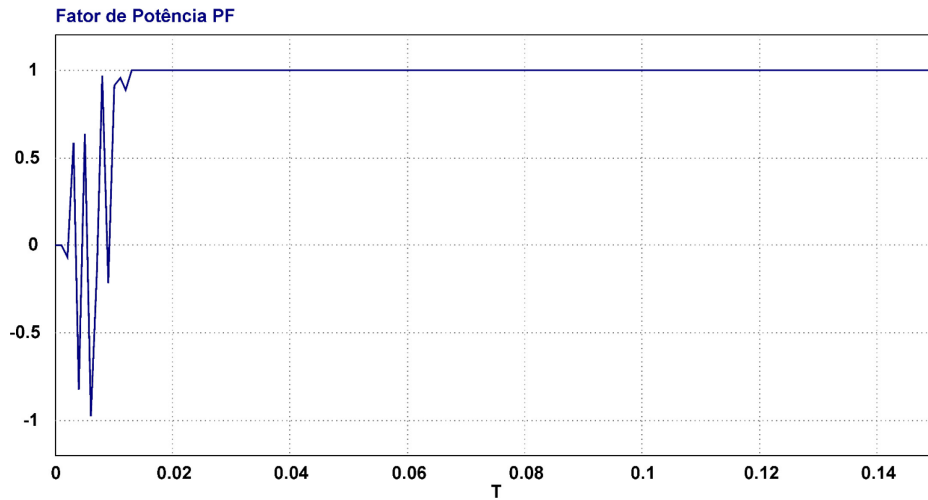
Para $K_P = 0,02$ e através dos gráficos apresentados nas Figuras 3.23 e 3.24, verifica-se que o intervalo de tempo para que a malha do PLL atinja o regime permanente, ou seja, fator de potência unitário e frequência angular igual a 377 rad/s foi a partir de 0,02 segundos. Como critério para o projeto e prevendo possíveis distúrbios no sistema, considerou-se a constante de tempo do integrador T_I igual a 0,1 segundos. Dessa forma, calcula-se o ganho do integrador em (3.128).

$$\begin{cases} K_P = 0,02 \\ K_I = \frac{K_P}{T_i} \Rightarrow K_I = \frac{0,02}{0,1} \Rightarrow K_I = 0,2 \end{cases} \quad (3.128)$$

Portanto, tem-se a função de transferência do compensador PI com os valores dos ganhos:

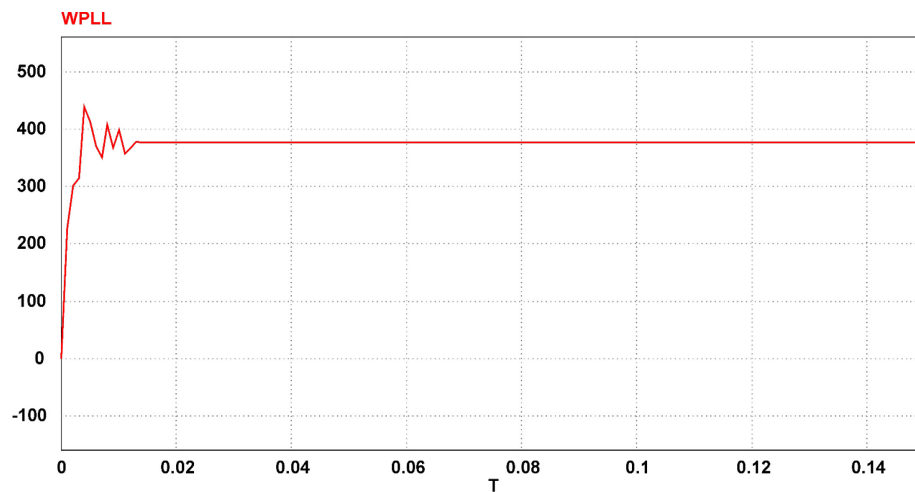
$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \Rightarrow G_{PI}(s) = 0,02 + \frac{0,2}{s} \quad (3.129)$$

Figura 3.23 – Fator de potência indicando o tempo em que a onda senoidal de saída entrou em fase em relação à tensão da rede elétrica, ou seja, F.P. = 1.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 3.24 – Intervalo de tempo gasto para que a onda de saída tenha a mesma frequência angular da rede elétrica ($\omega = 377$ rad/s).



Fonte: Dados do próprio autor.

Para validar a operação do controlador PI obtido ($K_P = 0,02$ e $T_I = 0,1$) e a dinâmica do sistema PLL modelado, utilizou-se uma forma de onda com distorções harmônicas de terceira e quinta ordens, apresentada em (3.130).

$$v_{entrada}(t) = 180.\text{sen}(\omega.t) + 90.\text{sen}(3.\omega.t) + 54.\text{sen}(5.\omega.t) \quad (3.130)$$

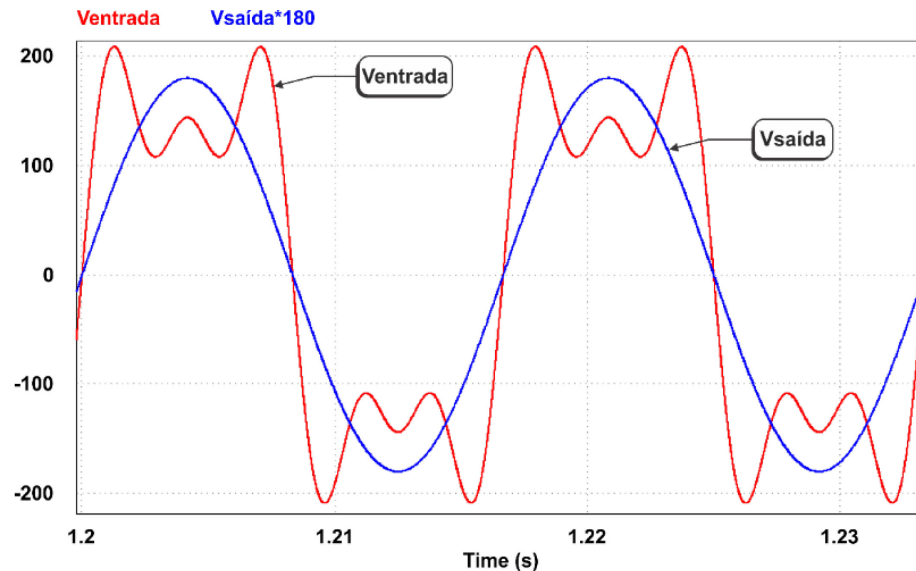
Em que:

$v_{entrada}(t)$: sinal de entrada do PLL;

ω : frequência angular do sinal de entrada (377 rad/s);

A partir da Figura 3.25, é possível verificar que os sinais estão atracados em frequência, mesmo com a presença de elevada distorção harmônica no sinal de entrada. Porém, o conteúdo harmônico da rede possivelmente é menor que o apresentado na equação (3.130).

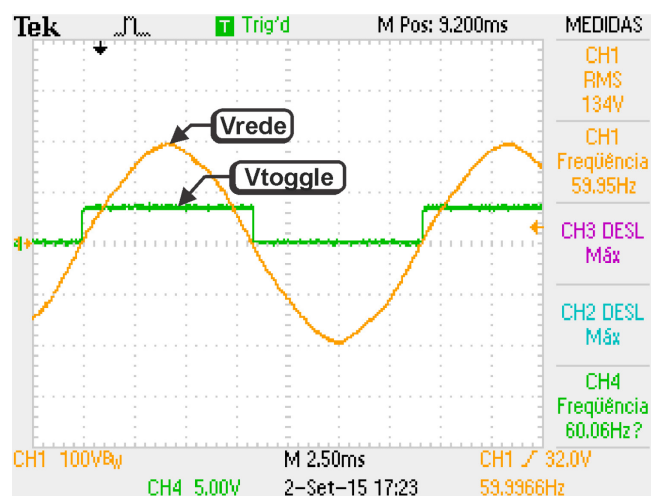
Figura 3.25 – Tensão de entrada distorcida ($v_{entrada}(t)$) e tensão de saída do PLL para $K_P = 0,02$ e $K_I = 0,2$.



Fonte: Adaptado de (LIMA, 2011).

A Figura 3.26 mostra um pulso (V_{toggle}) indicando que, caso a tensão de saída do PLL digital seja maior que zero, a porta de saída do DSP estará em nível alto e caso contrário, estará em nível baixo. Como é possível observar por essa figura, verifica-se que a tensão de saída do PLL está em sincronismo com a tensão da rede elétrica.

Figura 3.26 – Pulso resultante (V_{toggle}) indicando que a senóide gerada internamente no PLL digital está em fase e com a mesma frequência da onda da rede elétrica (amarelo).



Fonte: Dados do próprio autor.

Portanto, através da utilização do PLL, garante-se que as referências do conversor da corrente dos indutores Boost, da tensão do capacitor de saída e da corrente injetada estejam em sincronismo com a rede elétrica.

3.9.4 Malha de Controle de Corrente da Rede Elétrica com Proporcional-Ressonante (P-Res)

O controlador proporcional ressonante (P-RES) apresenta menor sensibilidade às variações da impedância de conexão à rede elétrica. Esse controlador tem a vantagem de rastrear a referência de corrente senoidal a ser injetada na rede com erro de regime permanente nulo, o que não ocorreria com a utilização de um compensador PI. Ele tem essa capacidade uma vez que o ganho é elevado na frequência da rede (frequência de centro) e tem uma função de transferência igual à transformada de Laplace de uma onda senoidal genérica. Sabe-se que o erro de regime permanente é igual a zero ao se colocar um modelo de referência no ganho do processo (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015).

Existem dois tipos de compensadores P-Res: tipo 1, o qual é o modelo ideal com ganho infinito na frequência de ressonância e o tipo 2, que delimita a faixa de frequência angular denominada ω_b , sendo que o ganho não tende ao infinito na frequência de ressonância, sintonizada na frequência da rede elétrica (VIAJANTE, 2013), (ZMOOD e HOLMES, 2003), (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005).

O compensador P-Res Tipo 1 tem a função de transferência em (3.131):

$$C_{P-RES}(s) = \frac{y(s)}{e(s)} = K_P + \frac{2 \cdot K_I \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.131)$$

A implementação do compensador P-RES Tipo 2 é feita pela função de transferência da equação (3.132). Ao ser alterado o valor da frequência angular ω_b , ajusta-se a largura do pico ressonante (VIAJANTE, 2013), (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011), (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015). Os ganhos K_P e K_I determinam a resposta dinâmica do controlador P-Res, os quais foram obtidos através de tentativa e erro.

$$C_{P-RES}(s) = K_P + \frac{2 \cdot K_I \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (3.132)$$

Em que, K_P e K_I são os ganhos do compensador PI; ω_0 é a frequência angular de ressonância, sintonizada em 377 rad/s ou 60 Hz; fator de amortecimento ζ adotado igual a

0,025; ω_b regula a largura do pico ressonante, igual a 9,425 rad/s ou 1,50 Hz. A Tabela 3.5 apresenta um resumo dos parâmetros utilizados.

Tabela 3.5 – Parâmetros do Compensador P-Res da malha de controle de corrente proposta.

Parâmetros	Valores
K_P	40
K_I	300
ω_0	377 rad/s
Fator de Amortecimento ζ	0,025
$\omega_b = \zeta \cdot \omega_0$	9,425 rad/s

Fonte: Dados do próprio autor.

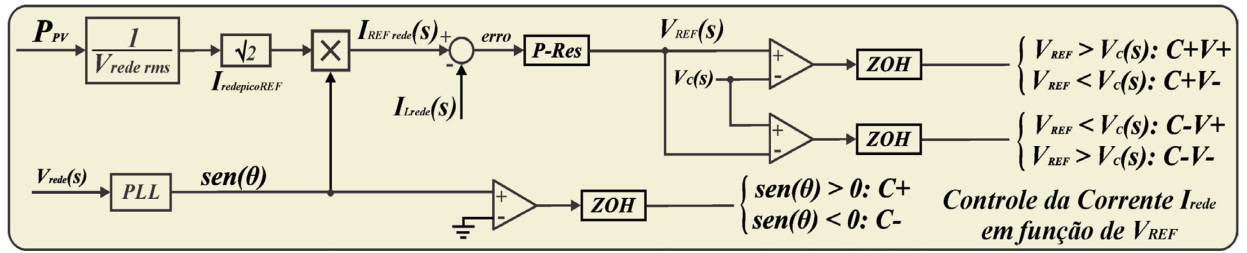
Na equação (3.133) está a função de transferência do compensador P-Res do Tipo 2 com os valores da Tabela 3.5.

$$C_{P-RES}(s) = 40 + \frac{2.300.9,425 \cdot s}{s^2 + 2.9,425 \cdot s + 377.377} \quad (3.133)$$

Uma vez que o MFVCR proposto é uma topologia de estágio único CSI, necessita-se do controle de tensão do capacitor de saída, compondo-se uma malha de controle interna de tensão. Portanto, garante-se o fluxo de energia do inversor à rede. Embora a estratégia de controle proposta não seja comumente utilizada, ela pode controlar a variável I_{Lrede} com baixa DHT₁, através do controle externo de corrente baseado no P-Res. Esse controlador define a tensão V_{ref} , a qual é uma referência senoidal, como mostrado na Figura 3.27. Podem ser inseridos compensadores harmônicos (CH) para mitigar certas ordens harmônicas da corrente injetada na rede concomitantemente com o P-Res, sendo estes apresentados em detalhes no Capítulo IV.

Essa tensão de referência será comparada pela tensão lida do capacitor de saída V_C na malha de controle de histerese, a qual tem ganho unitário. Verifica-se que quanto maior for a tensão imposta no capacitor de saída C , maior será o pico da corrente injetada na rede, mantendo o sentido do fluxo de potência do inversor à rede elétrica. Cabe observar que a impedância que existe entre o capacitor de saída e a tensão da rede elétrica é dada pelo indutor de acoplamento ($Z_{Lrede} = r_{Lrede} + j \cdot X_{Lrede}$) e pelas cargas locais da instalação elétrica.

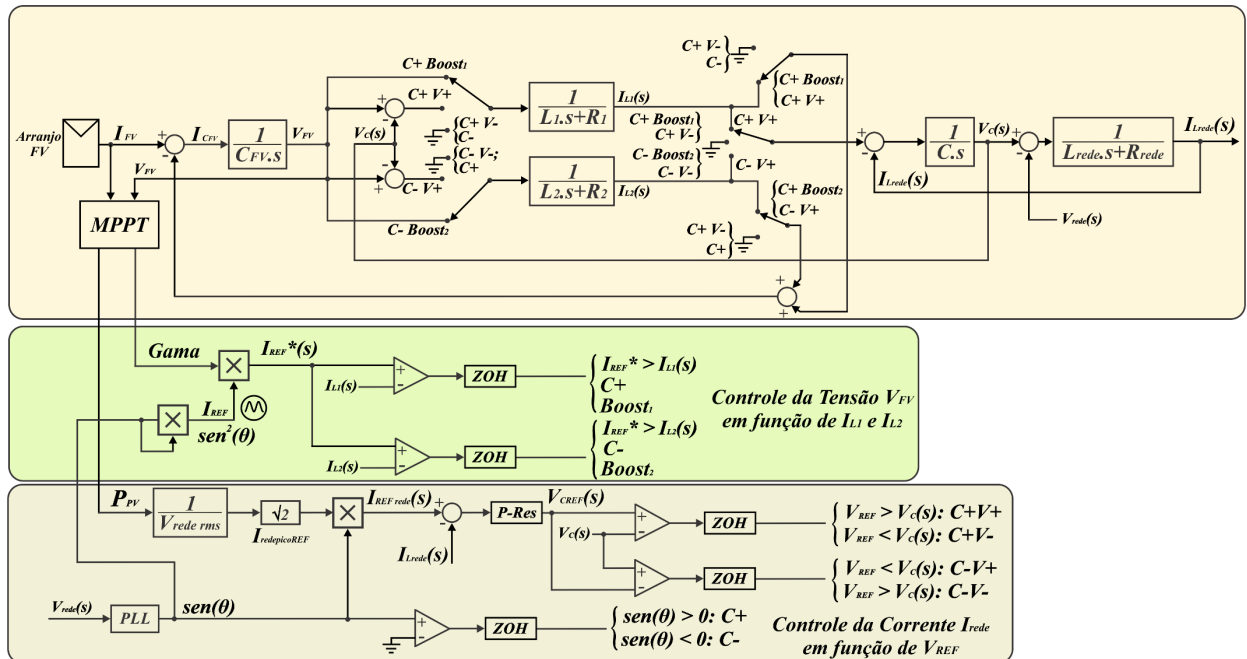
Figura 3.27 – Malha de controle da corrente imposta no indutor de acoplamento à rede elétrica L_{Rede} .



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 3.28 apresenta o diagrama esquemático completo do MFVCR incluindo o controlador P-Res proposto. O valor da máxima potência extraída pelo arranjo fotovoltaico P_{FV} é responsável por determinar a amplitude de pico da corrente da rede. Dessa forma, a corrente de referência gerada $I_{refrede}$ será subtraída da corrente lida pelo sensor de efeito Hall (I_{rede}). Em seguida, o erro decorrente dessa subtração passará pela P-Res, gerando a tensão de referência para a saída do Microinversor V_{ref} . A tensão de referência tem forma de onda senoidal e em sincronismo com a rede elétrica, sendo comparada com a tensão lida pelo sensor V_C passando por um controlador de histerese.

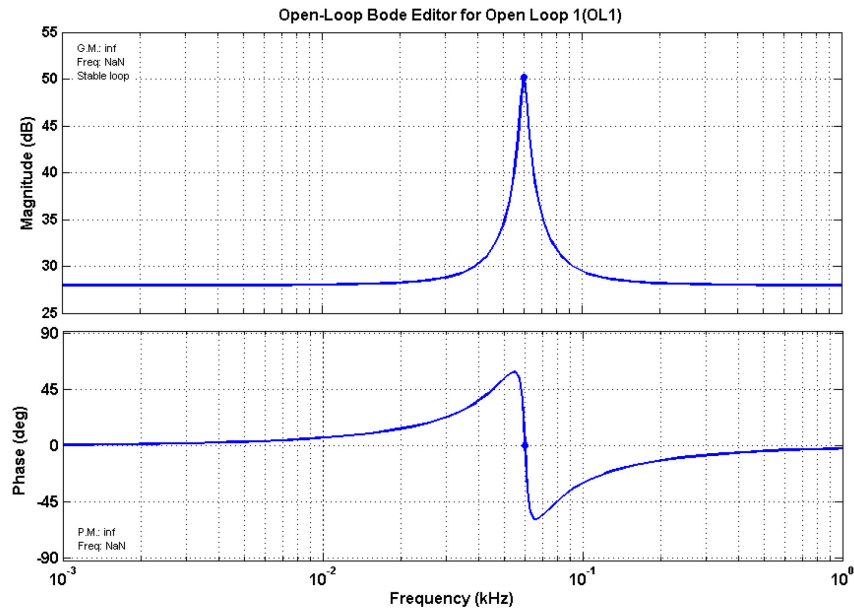
Figura 3.28 – Diagrama esquemático completo do MFVCR.



Fonte: Dados do próprio autor, (JAIN e AGARWAL, 2007) e (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005).

Na Figura 3.29 está apresentado o diagrama de Bode do compensador P-Res projetado em malha aberta.

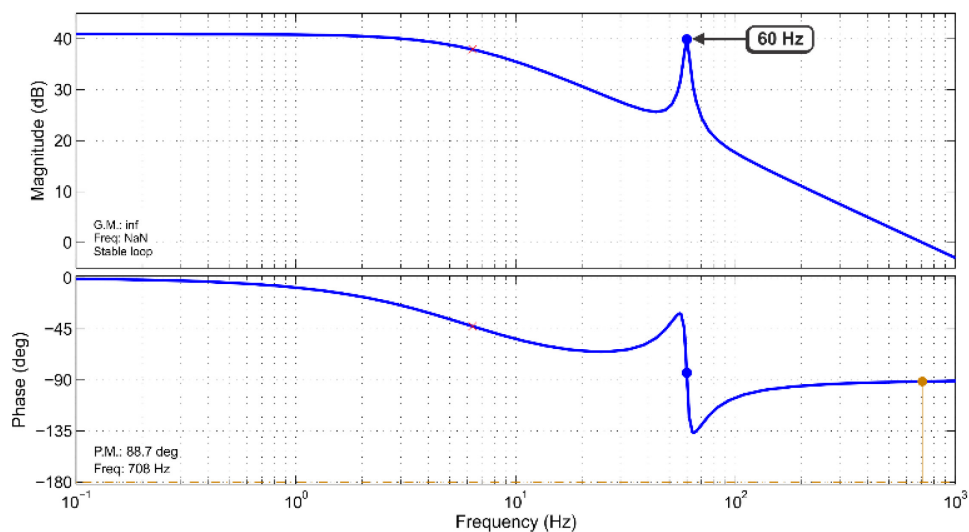
Figura 3.29 – Diagrama de Bode do controlador Proporcional-Ressonante em malha aberta.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 3.30 apresenta a resposta em frequência do controlador P-Res em cascata com a função de transferência $G_{I_{L_{grid}}V_C}(s)$ em malha aberta. Nela é possível identificar a característica do compensador P-Res que tem a resposta de um filtro passa-faixa sintonizado na frequência central igual à frequência da rede de 60 Hz. Além disso, identifica-se que a margem de ganho da resposta é infinita e que a margem de fase é de 88,7 graus em 708 Hz.

Figura 3.30 – Diagrama de Bode de ganho e de fase do compensador P-Res em cascata com a função de transferência $G_{I_{L_{rede}}V_C}(s)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

O projeto do controlador P-Res está relacionado aos valores de indutor (L_{rede}) e capacitor de saída (C), ou seja, altera conforme os valores do circuito de potência (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015). Para a frequência de amostragem de 50 kHz, têm-se os valores dos coeficientes necessários para a implementação da equação de diferenças do controlador P-Res no DSP da parte proporcional (Tabela 3.6), e do controlador ajustado na frequência ressonante em 60 Hz (Tabela 3.7). Durante a avaliação experimental utilizando o DSP, o controlador P-Res Tipo II provou-se ser bastante robusto após ser sintonizado na frequência da rede e no respectivo ponto de operação, ou seja, para a corrente nominal injetada na rede (I_{Lrede})

Tabela 3.6 – Coeficientes do ganho proporcional convertidos do domínio da frequência para o discreto.

Coeficientes no Domínio da Frequência		Coeficientes no Domínio Discreto	
K	40	b_0	40
B_1	0	b_1	40
B_0	1	a_1	1
A_1	0	-	
A_0	1		

Fonte: Dados do próprio autor.

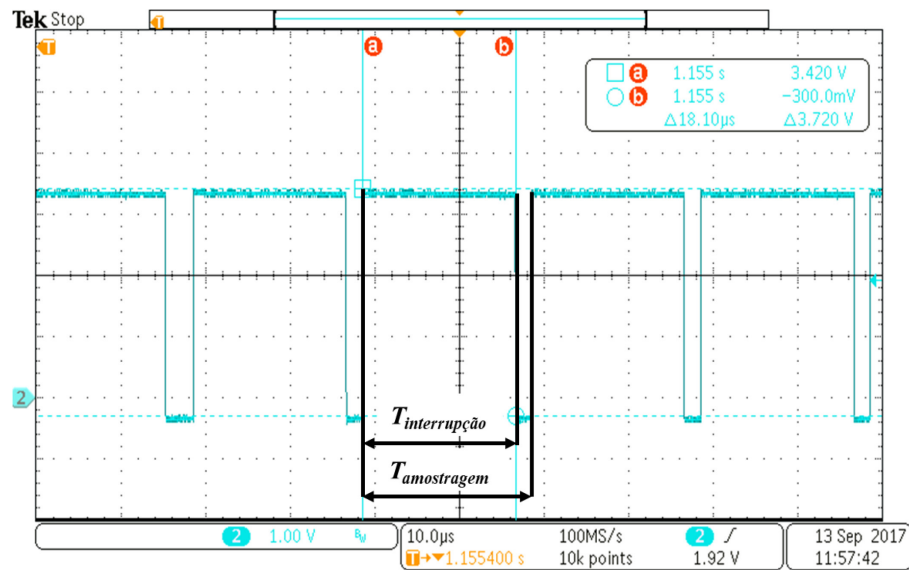
Tabela 3.7 – Coeficientes do controlador ressonante sintonizado em 60 Hz convertidos do domínio da frequência para o discreto.

Coeficientes no Domínio da Frequência		Coeficientes no Domínio Discreto	
K	300		
B_2	0	b_2	-0,056538539
B_1	18,85	b_1	0
B_0	0	b_0	0,056538539
A_2	1	a_2	0,99962308
A_1	18,85	a_1	-1,9995662
A_0	142,129		-

Fonte: Dados do próprio autor.

Para o MFVCR, verifica-se pela Figura 3.31 que o intervalo de tempo gasto para executar todas as malhas de controle propostas é cerca de 18,10 μ s. Sabendo-se que o tempo da interrupção é de 20 μ s (50 kHz). Caso sejam inseridas outras tarefas para adequar o sistema proposto às normas vigentes apresentadas no Capítulo II, faz-se necessário, então, o aumento do tempo da interrupção, reduzindo-se a frequência de amostragem (para 40 kHz, por exemplo).

Figura 3.31 – Tempo de amostragem ($T_{amostragem}$) e o tempo da interrupção ($T_{interrupção}$) para o MFVCR.

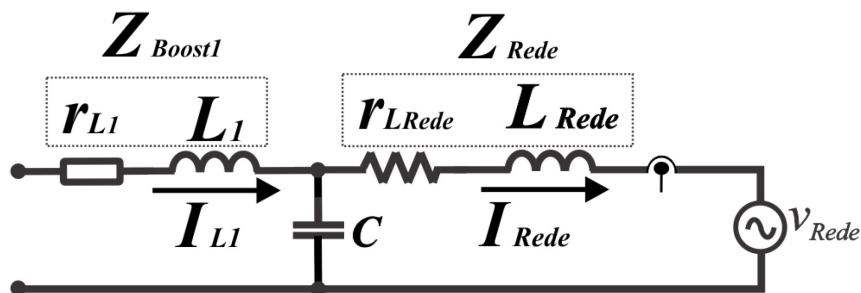


Fonte: Dados do próprio autor.

3.10 Dimensionamento do Filtro de Saída do Tipo CL para Conexão à Rede do Microinversor

O MFVCR apresenta saída do tipo fonte de corrente, portanto um indutor de acoplamento é necessário (CIOBORATU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2005). O Microinversor proposto cuja topologia é CSI, apresenta a impedância de saída, composta pelo capacitor C e o indutor L_{Rede} para a conexão à rede (filtro CL), sendo ilustrada na Figura 3.32. Para o dimensionamento do filtro de saída, considerou-se que o valor máximo da frequência de chaveamento é de 25 kHz (controlador de histerese altera a frequência de chaveamento ao longo do ciclo da onda senoidal).

Figura 3.32 – Impedância do indutor $Boost_1$ e de saída do Microinversor.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.10.1 Primeiro Método para Dimensionamento do Capacitor de Saída C do Microinversor

A seguinte metodologia para o cálculo do capacitor do filtro de saída está de acordo com o equacionamento apresentado em (JAIN e AGARWAL, 2007) como descrito nas próximas equações. Observa-se que o equacionamento se baseia no conceito da energia armazenada no indutor Boost (para o semiciclo positivo) ser igual à energia entregue ao capacitor de saída C .

$$Energia_{L1} = Energia_C$$

$$\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot [(Gama \cdot I_{ref} + \Delta I)^2 - (Gama \cdot I_{ref} - \Delta I)^2] = \frac{1}{2} \cdot C \cdot [(V_{pico} + \Delta V)^2 - (V_{pico} - \Delta V)^2]$$

$$C = \frac{L_1 \cdot I_{ref(máx)} \cdot \Delta I}{V_{pico} \cdot \Delta V} \quad (3.134)$$

Em que,

$I_{ref(máx)} = Gama \cdot I_{ref}$: corrente máxima de pico de referência dos indutores Boost, a qual é a corrente de referência com pico unitário I_{ref} multiplicada por $Gama$ que é a saída do algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama”. A corrente $I_{ref(máx)}$ poderá ter amplitude de pico de no máximo 30 A, sendo este valor selecionado como limite para as correntes impostas pelos indutores Boost para evitar sobrecorrente nos interruptores, mantendo também a operação do algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama” estável;

ΔV : máxima ondulação de tensão sobre o capacitor C .

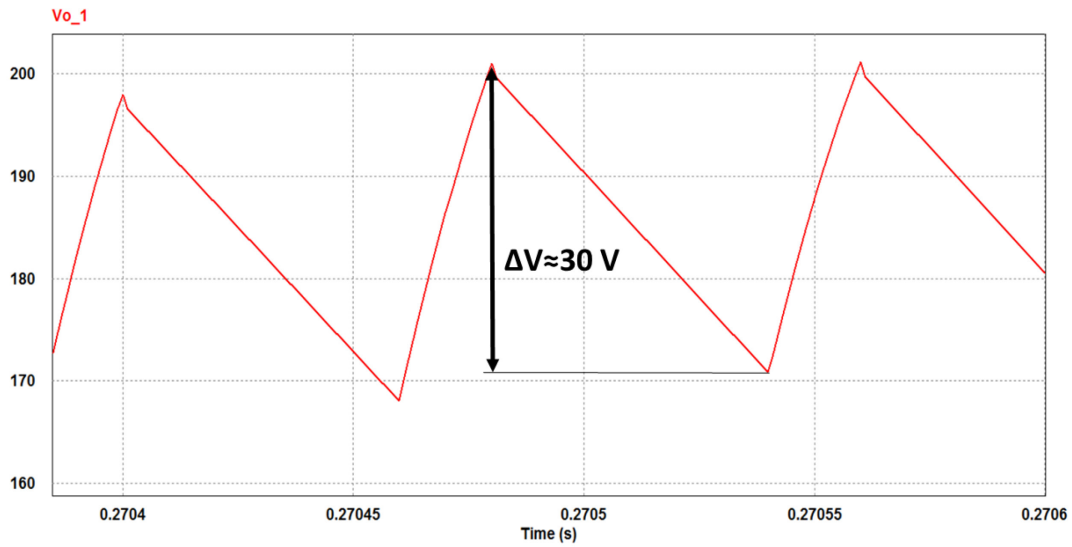
Para o ponto de operação definido a seguir, substituem-se os valores na equação de C (3.134):

$$C = \frac{L_1 \cdot I_{ref(máx)} \cdot \Delta I}{V_{pico} \cdot \Delta V}$$

$$C = \frac{360\mu \cdot 30.5}{180 \cdot 30} \Rightarrow C = 10 \mu F \quad (3.135)$$

Portanto, o capacitor de filtro utilizado será de 10 μF . A Figura 3.33 apresenta a ondulação da tensão do capacitor ΔV com valor em torno de 30 V.

Figura 3.33 – Ondulação da tensão no capacitor de saída C .



Fonte: Dados do próprio autor.

3.10.2 Segundo Método para Dimensionamento do Capacitor de Saída C do Microinversor

O seguinte método está de acordo com o apresentado em (JAIN e AGARWAL, 2007). Para determinar o valor de C , a energia armazenada no indutor Boost L_1 durante o intervalo em que os interruptores S_1 e S_3 estão fechados (etapa $Boost_1$), pode ser igualada à variação de energia do capacitor durante o intervalo em que os interruptores S_1 e S_4 estão fechados (etapa $V+$), resultando na equação (3.136).

$$C = \frac{L_1 \cdot I_{ref(máx)}^2}{4 \cdot V_p \cdot \Delta V} \quad (3.136)$$

Em que,

ΔV : ondulação de tensão no capacitor C ;

V_p : tensão de pico da rede elétrica;

$I_{ref(máx)}$: corrente máxima de pico dos indutores Boost.

Para o mesmo ponto de operação definido anteriormente, calcula-se o capacitor C em (3.137).

$$C = \frac{360\mu \cdot 30^2}{4 \cdot 180 \cdot 30} \Rightarrow C = 15 \mu F \quad (3.137)$$

3.10.3 Terceiro Método para Dimensionamento do Capacitor de Saída C do Microinversor

O terceiro método está de acordo com o apresentado em (SAMPAIO, DE BRITO, *et al.*, 2011). Para o cálculo do capacitor, considera-se o intervalo em que este elemento alimenta a carga ou fornece a energia armazenada à rede elétrica. Portanto,

$$C = \frac{I_O \cdot (1 - D)}{f_s \cdot \Delta V_{ca}} \quad (3.138)$$

Em que,

ΔV_{ca} : ondulação da tensão de saída ca (16 % da tensão de pico da rede elétrica, equivalendo a 30 V).

D : razão cíclica para o ponto de operação adotado (0,7).

f_s : frequência de chaveamento máxima.

I_O : corrente de saída.

Assim, calcula-se o capacitor de saída em (3.139).

$$C = \frac{\left(\frac{490}{180}\right) \cdot (1 - 0,7)}{25000 \cdot 0,16 \cdot 180} \quad (3.139)$$

$$C = \frac{3,11 \cdot (1 - 0,7)}{25000 \cdot 0,16 \cdot 180} \Rightarrow C = 11,34 \mu F \quad (3.140)$$

Nos próximos tópicos serão apresentados dois métodos para o dimensionamento do indutor de acoplamento à rede elétrica L_{Rede} .

3.10.4 Primeiro Método de Dimensionamento do Indutor de Acoplamento L_{Rede}

Na referência (NOH, CHOI, *et al.*, 2016), observa-se que a frequência de corte do filtro CL é sintonizada geralmente uma década abaixo da frequência de chaveamento. O indutor L_{rede} filtra a componente de chaveamento presente na forma de onda da corrente injetada na rede elétrica. Assim, o valor de projeto de L_{rede} é dado pela equação (3.141) (JAIN e AGARWAL, 2007).

$$\begin{cases} 10 \cdot f_{rede} \leq f_{ressonância} < \frac{1}{2} \cdot f_{chaveamento} \\ 600 \text{ Hz} \leq 620 \text{ Hz} < 12,5 \text{ kHz} \\ f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{Rede} \cdot C}} \end{cases} \quad (3.141)$$

Em que,

f_c : frequência de corte;

C : capacitor de saída.

Para o ponto de operação analisado, ou seja, frequência de corte de 620 Hz, a qual está dentro da faixa de frequência analisada na equação (3.141) e capacitor C igual a $10 \mu F$, substituem-se os valores do mesmo na equação de L_{rede} em (3.142).

$$L_{Rede} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 620)^2 \cdot 10 \mu F} \Rightarrow L_{Rede} = 6,59 \text{ mH} \quad (3.142)$$

3.10.5 Segundo Método de Dimensionamento do Indutor de Acoplamento

L_{Rede}

Para o inversor CSI, a ondulação de chaveamento é atenuada pelo capacitor de saída. Portanto, efetua-se o projeto do indutor L_{Rede} visando a estabilidade da malha de injeção de corrente. Assim, a frequência de Nyquist é escolhida como sendo 100 vezes maior que a frequência natural da planta e para a frequência de amostragem igual a 50 kHz, tem-se (BRITO, 2013), (DE BRITO, 2012).

$$L_{Rede} \geq \frac{100}{\pi \cdot f_{amostragem}} \geq \frac{100}{\pi \cdot 50 \text{ kHz}} \quad (3.143)$$

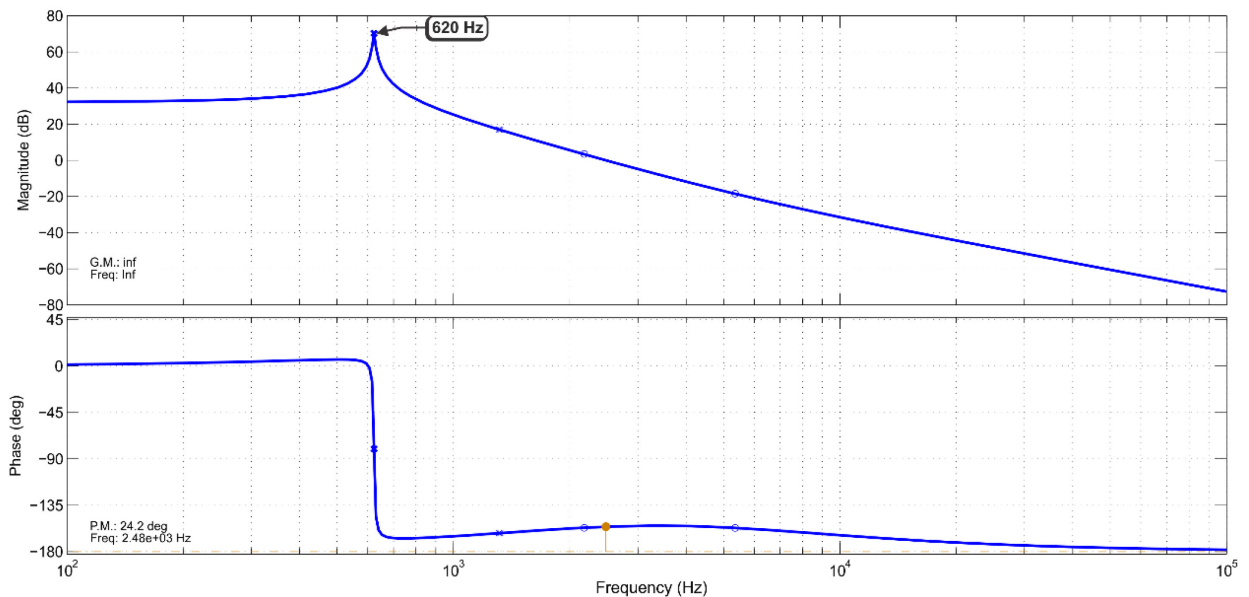
$$L_{Rede} \geq 636,62 \mu H \quad (3.144)$$

Então é recomendado o uso do indutor de acoplamento maior que 636,62 μH .

A Figura 3.34 apresenta os diagramas de Bode de ganho e de fase da função $G_{ILredeD}(s)$ em que está representada a frequência de ressonância de 620 Hz, para um filtro de saída com as especificações dos valores utilizados na simulação e montagem do protótipo, as quais serão detalhadas no Capítulo IV. Para o diagrama de Bode em questão, foram utilizados os seguintes valores:

$$L_{rede} = 9 \text{ mH} \text{ (Considerando a resistência série de } 360 \text{ m}\Omega \text{ e } C = 10 \mu F).$$

Figura 3.34 – Diagramas de Bode de ganho e de fase da função de transferência $G_{ILredeD}(s)$ em que está apresentada a frequência de ressonância do filtro de saída.



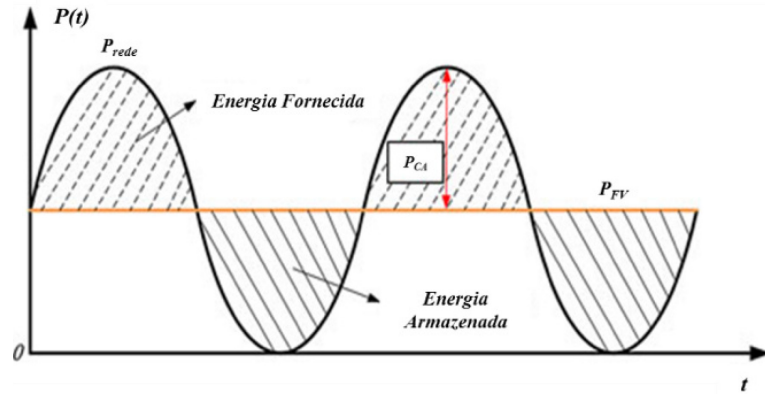
Fonte: Dados do próprio autor.

3.11 Dimensionamento do Capacitor de Desacoplamento (C_D)

Como observado anteriormente, a potência ca segue a forma de onda senoidal elevada à segunda ordem ($\sin^2 \omega \cdot t$). Esta ondulação, por sua vez, se reflete no lado do arranjo FV, motivo pelo qual o inversor deve conter um dispositivo de desacoplamento de potência (JOHN e SELVAKUMAR, 2013). Para que a tensão não tenha uma ondulação elevada ($<8,5\%$) e com o objetivo de maximizar a fator de rastreamento do MPPT ($>98\%$), deve ser instalado um capacitor de desacoplamento conectado em paralelo ao arranjo FV (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005), (HU, HARB, *et al.*, 2013).

Em aplicações de microinversores fotovoltaicos, a técnica de desacoplamento de potência depende da topologia específica utilizada. Portanto, foram identificadas três técnicas de desacoplamento: do lado do arranjo FV, no barramento cc, e do lado ca. A técnica utilizada tem influência na tecnologia do capacitor utilizado e, portanto, reduzindo a vida útil do Microinversor. Essa redução se deve à alta solicitação de corrente o que leva ao superaquecimento. Uma possível solução é a instalação de vários capacitores em paralelo, reduzindo a corrente pulsada em cada um. A Figura 3.35 mostra a potência total processada pelo capacitor de desacoplamento, em que ora a energia do capacitor é fornecida à rede ($P_{rede} > P_{FV}$) e ora é armazenada no capacitor ($P_{FV} > P_{rede}$).

Figura 3.35 – Etapas de armazenamento e de fornecimento de energia no sistema, promovidas pelo capacitor de desacoplamento.



Fonte: Adaptado de (HU, HARB, *et al.*, 2013), (JAIN e AGARWAL, 2007).

O conversor com um estágio de potência apresenta um capacitor instalado em paralelo com o módulo FV. Ele necessita de maior capacitância para efetuar o desacoplamento, tendo tensão menor se comparado ao capacitor de desacoplamento instalado em inversores de dois estágios.

Considerando que ΔV_{FV} seja o valor máximo da ondulação permitida na V_{FV} ($< 8,5\%$) e f_{rede} seja a frequência da rede elétrica, o valor de projeto do capacitor C_D é dado pela equação (4.132) (JAIN e AGARWAL, 2007), (HARB, HU, *et al.*, 2011), (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

$$C_D = \frac{P_{FV}}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rede}) \cdot V_{FV} \cdot \Delta V_{FV}} \quad (3.145)$$

Para o ponto de operação considerando a tensão $V_{FV} = 60,6V$, potência máxima do arranjo fotovoltaico $P_{FV} = 500Wp$, $\Delta V_{FV} = 4,5V$ ($\Delta V_{FV} = 7,43\%$), dimensiona-se o capacitor de desacoplamento em (3.146).

$$C_P = \frac{P_{FV}}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rede}) \cdot V_{FV} \cdot \Delta V_{FV}} = \frac{500}{2 \cdot (2 \pi \cdot 60) \cdot 60,6 \cdot 4,5} \geq 2,43mF \quad (3.146)$$

A capacitância utilizada é igual a 3 mF, sendo que o *ripple* máximo para essa capacitância é de 3,65V (6,02%).

3.12 Conclusão

Uma técnica de extração de máxima potência foi descrita baseada no algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama”, cujo funcionamento baseia-se na perturbação da corrente de referência dos indutores Boost para os dois semiciclos, controlando a tensão de entrada V_{CFV} .

Neste Capítulo foram apresentadas as etapas de chaveamento do Microinversor Boost de estágio único conectado à rede elétrica (MFVCR), além de todos os procedimentos para a modelagem matemática para os pontos de operação definidos, para a obtenção das funções de transferência da planta. Com elas, foi possível determinar o melhor compensador Proporcional-Ressonante (P-Res) para o controle da malha de corrente injetada na rede elétrica.

Foi realizado o dimensionamento da malha de controle de captura de fase (PLL) para que as referências de correntes dos indutores Boost e do controle da corrente injetada estejam em fase e com a mesma frequência da tensão da rede. Verificou-se que o mesmo apresentou resposta satisfatória, atendendo aos critérios de projeto. Além disso, foram dimensionados os elementos que compõem o circuito de potência: indutores Boost, capacitor em paralelo ao arranjo FV, capacitor de saída C e indutor L_{Rede} . No Capítulo IV estão apresentados resultados de simulação e experimentais do MFVCR, além de análise teórica e experimental acerca da corrente de fuga do microinversor, o qual se trata de uma topologia sem transformador.

CAPÍTULO IV

Discussão dos Resultados de Simulação e Experimentais do Microinversor Proposto (MFVCR)

4.1 Introdução

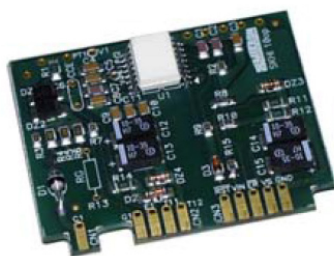
O Capítulo IV apresenta os principais resultados de simulação e experimentais do Microinversor proposto operando no modo conectado à rede elétrica MFVCR (*grid-connected*). Foram realizadas simulações no PSIM® com os dados das curvas de dois módulos FV de 245 Wp da Yingli conectados em série. Dessa forma, submeteu-se o sistema inversor proposto em simulações computacionais e testes experimentais em diferentes condições de irradiância para efetuar a avaliação do desempenho das técnicas de controle propostas, i.e., MPPT P&O Modificado “Gama”, malha de controle de injeção de corrente à rede com o Proporcional-Ressonante (P-Res) e o sincronismo das referências do conversor pela malha PLL.

Além disso, foi apresentado o controlador P-Res com Compensador Harmônico (P-Res+CH) para mitigar as seguintes ordens harmônicas 3ª, 5ª e 7ª da corrente injetada. Foi elaborado um estudo com relação à avaliação experimental da Corrente de Fuga do MFVCR, a qual está presente em inversores conectados à rede sem transformadores e que deve atender às normatizações apresentadas no Capítulo II. No final do Capítulo IV, são apresentados resultados experimentais de microinversores comerciais para comparação com os resultados obtidos pelo MFVCR.

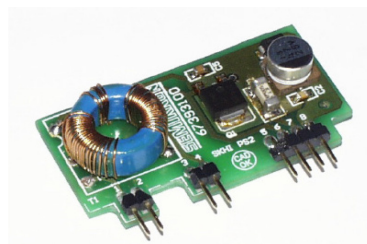
4.2 Especificações do Protótipo Desenvolvido

O circuito de gatilho (*gate-driver*) utilizado para enviar os pulsos à porta dos MOSFETs é o SKHI-10op da *Semikron*®, o qual está ilustrado na Figura 4.1 (a). Esse circuito necessita de uma fonte de alimentação dedicada, modelo SKHI PS2, ilustrado na Figura 4.1 (b).

Figura 4.1 – (a) Ilustração da placa do circuito de gatilho e (b) fonte de alimentação.



(a)



(b)

Fonte: Folha de dados *Semikron* (SKHI-10op e SKHI PS2).

O microprocessador DSP (*Digital Signal Processor* – Processador Digital de Sinais) utilizado nos ensaios práticos é ilustrado na Figura 4.2 (a). Deve-se destacar que o DSP modelo TMS320F28335 da *Texas Instruments*[®] é um processador de ponto flutuante de 32 bits e 150 MIPS (150 milhões de instruções por segundo). Ele tem funções específicas para o controle, sendo que suas características principais, relacionadas à aplicação em Eletrônica de Potência estão apresentadas na Tabela 4.1. Toda a codificação desenvolvida foi implementada através do programa computacional *Code Composer Studio*[®] (CCS) versão 6.1.

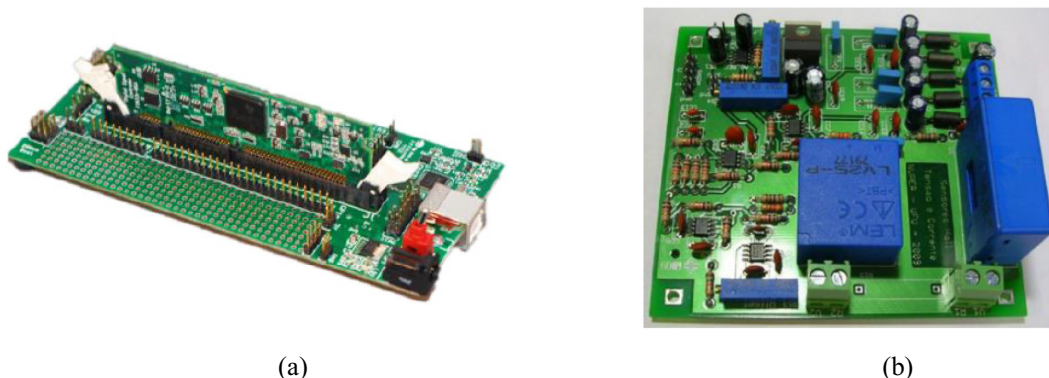
Tabela 4.1 – Especificações do DSP TMS320F28335.

Especificações do DSP TMS320F28335
Processador de 32 bits em ponto flutuante
Frequência de <i>clock</i> de entrada de 30 MHz
Frequência de operação de 150 MHz (6,67 ns)
Arquitetura <i>Harvard</i>
Memória <i>Flash</i> 512KB
Memória RAM 68KB
Memória SRAM 256KB
Interface para memória externa: 12 saídas ePWM
16 canais de conversão A/D de 12 bits (12,5 MSPS)
Contador de tempo dedicado de 16 bits com controle de período e frequência
Conector RS-232 com driver de linha
<i>Watchdog Timer</i>
87 pinos multiplexados de entrada/saída
Interface JTAG (Padrão IEEE 1149.1)
Interface CAN 2.0 com driver de linha e conector
Controlador USB JTAG
Múltiplos conectores de expansão

Fonte: Folha de dados *Texas Instruments* (TEXAS INSTRUMENTS, 2016).

Os módulos de aquisição e condicionamento de sinais de tensão e corrente têm a função de tratá-los para que possam ser lidos adequadamente pelo DSP. Estes módulos apresentam dois sensores de efeito *Hall* (um de tensão e outro de corrente), 5 amplificadores operacionais, um regulador de tensão e outros componentes (conectores, *beads*, resistores, *trim pots* e capacitores), como pode ser ilustrado na Figura 4.2 (b).

Figura 4.2 – (a) DSP TMS320F28335 *Experimenter's Kit*; (b) placa de aquisição de sinais de tensão e de corrente utilizando sensores por efeito *Hall*.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2016) e dados do próprio autor.

Os interruptores semicondutores (MOSFETs) utilizados para a montagem do protótipo são fabricados pela *International Rectifier*® e os diodos ultrarrápidos de alta tensão são fabricados pela *STMicroelectronics*®, cujos modelos estão listados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Interruptores semicondutores utilizados para a montagem do protótipo.

Interruptores semicondutores	
IRFP 4768 ($V_{DSS} = 250 \text{ V}$; $R_{DS(ON) \text{ typ}} = 14,5 \text{ m}\Omega$; $R_{DS(ON) \text{ máx}} = 9,7 \text{ m}\Omega$; $I_D = 93 \text{ A}$)	
IRFP 4868 ($V_{DSS} = 300 \text{ V}$; $R_{DS(ON) \text{ typ}} = 25,5 \text{ m}\Omega$; $R_{DS(ON) \text{ máx}} = 32 \text{ m}\Omega$; $I_D = 70 \text{ A}$)	
STTH200L04TV1 ($I_{F(AV)} = \text{maior que } 2 \times 120 \text{ A}$; $V_{RRM} = 400 \text{ V}$; $T_J(\text{MÁX}) = 150 \text{ }^\circ\text{C}$; $V_F(\text{TYP}) = 0,83 \text{ V}$; $t_{RR}(\text{MÁX}) = 50 \text{ ns}$).	

Fonte: Folhas de dados (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009), (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2012) e (STMICROELECTRONICS, 2011).

A Tabela 4.3 mostra as especificações do circuito *snubber* dissipativo utilizado em paralelo a cada MOSFET.

Tabela 4.3 – Especificações do circuito *snubber* utilizado em paralelo a cada MOSFET.

Especificações do circuito <i>Snubber</i>	
Diodo de Recuperação Rápida (<i>International Rectifier</i>)	8ETH06 ($t_{RR}(\text{TYP}) = 18 \text{ ns}$; $I_{F(AV)} = 8 \text{ A}$; $V_R = 600 \text{ V}$)
Resistência	56 Ω
Capacitância	4,7 nF

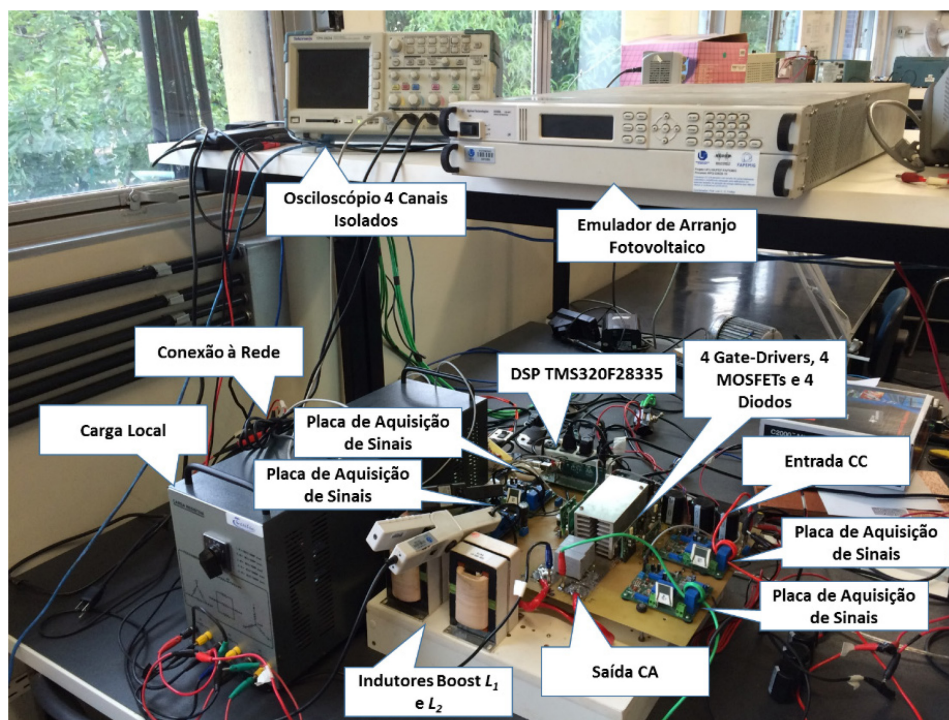
Fonte: Folha de dados do 8ETH06 (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006).

Foram utilizados dois indutores fabricados pela Tecnotrafo com as seguintes especificações e dimensões: 360 μH , 40A, 76,2 mm x 58 mm x 112 mm. Na saída ca foram instalados dois capacitores do fabricante *Vishay*® de 4,7 μF J400V modelo MKP 1840-M F1109.

Para a montagem do protótipo, efetuou-se a disposição dos componentes visando a redução de interferência eletromagnética (EMI) e a dissipação do calor aperfeiçoada. A placa de potência foi dimensionada para que fossem instaladas outras quatro placas de aquisição de sinais de tensão e corrente, como a ilustrada na Figura 4.2 (b), uma vez que são requeridos 7

sinais, sendo quatro sinais de corrente e três de tensão. A estrutura foi projetada de forma modular e, dessa maneira, o sistema conectado à rede elétrica (MFVCR) apresenta além da estrutura anterior, uma outra plataforma em que estão instalados o contator, disjuntor, fusível e relé para a proteção do lado ca do inversor. A Figura 4.3 mostra o protótipo do Microinversor de Estágio Único desenvolvido em laboratório.

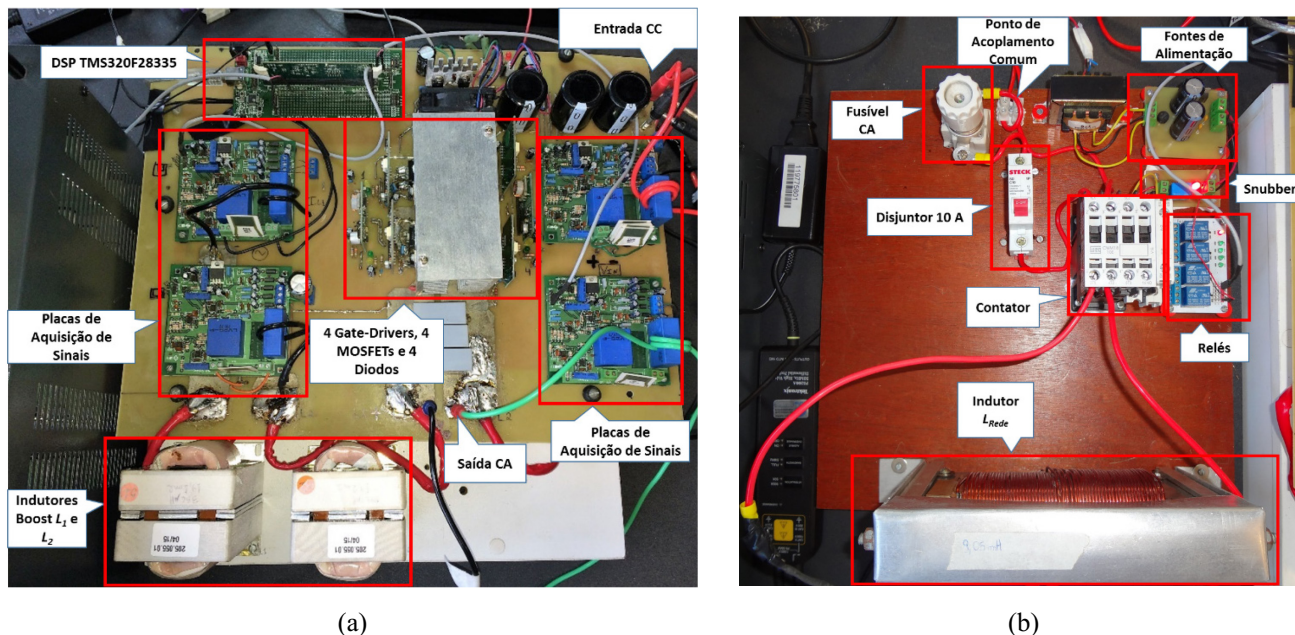
Figura 4.3 – Ilustração da montagem do Microinversor de estágio único e os instrumentos de medição utilizados.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 4.4 (a) estão apresentados os dois indutores da topologia (Boost), o processador digital de sinais, os três capacitores de entrada para o desacoplamento da potência (cada um com 1000 μF), módulos de sensoriamento de tensão e corrente por efeito *Hall*, dispositivos para o acionamento dos MOSFETS (*Gate-drivers*) e dissipador de calor com ventilação forçada. Na Figura 4.4 (b) estão apresentados o indutor de acoplamento L_{Rede} e as proteções para a conexão à rede elétrica.

Figura 4.4 – (a) Ilustração da placa do circuito de potência do Microinversor (para o MFVCI e MFVCR); (b) proteções para o lado ca (somente para MFVCR).



Fonte: Dados do próprio autor.

4.3 Especificações do Emulador Solar (SAS) para Testes do MFVCR

Como fonte para os ensaios do MFVCI e MFVCR foi utilizado o Emulador de Arranjo Fotovoltaico fabricado pela *Agilent*[®] modelo: *E4361A Modular SAS Mainframe* (Faixa de operação de tensão = 0-65V; faixa de operação de corrente = 0-8,5A; Potência nominal = 510 W). O controle do rastreamento será feito considerando que o emulador de arranjo fotovoltaico esteja configurado com os dados das curvas I-V e P-V dos seguintes módulos fotovoltaicos: *Sun-Earth* TPB156x156-60-P e *Yingli* YL245P-29b. As respectivas especificações estão apresentadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Dados inseridos no emulador FV: *Sun-Earth* TPB156x156-60-P e *Yingli* YL245P-29b.

Módulo Fotovoltaico <i>Sun-Earth</i> TPB156x156-60-P
Potência Nominal, $P_{MP} = 235$ Wp
Tensão de Máxima Potência, $V_{MP} = 29,2$ V
Corrente de Máxima Potência, $I_{MP} = 8,05$ A
Tensão de Circuito Aberto, $V_{OC} = 36,7$ V
Corrente de Curto-circuito, $I_{SC} = 8,47$ A
Coefficiente de Temperatura $V_{OC} = -0,35\%/^{\circ}\text{C}$
Coefficiente de Temperatura $I_{SC} = -0,05\%/^{\circ}\text{C}$
Coefficiente de Temperatura $P = -0,45\%/^{\circ}\text{C}$
Eficiência do Módulo, $\eta = 14,54\%$

Módulo Fotovoltaico <i>Yingli</i> YL245P-29b
Potência Nominal, $P_{MP} = 245$ Wp
Tensão de Máxima Potência, $V_{MP} = 29,6$ V
Corrente de Máxima Potência, $I_{MP} = 8,28$ A
Tensão de Circuito Aberto, $V_{OC} = 37,5$ V
Corrente de Curto-circuito, $I_{SC} = 8,83$ A
Coefficiente de Temperatura $V_{OC} = -0,32\%/^{\circ}\text{C}$
Coefficiente de Temperatura $I_{SC} = -0,05\%/^{\circ}\text{C}$
Coefficiente de Temperatura $P = -0,42\%/^{\circ}\text{C}$
Eficiência do Módulo, $\eta = 15,9\%$

Fonte: Folhas de dados dos módulos da *Sun-Earth* (SIGSOLAR, 2012) e da *Yingli* (YINGLI SOLAR, 2016).

4.4 Resultados de Simulação do Microinversor FV Conectado à Rede Elétrica (MFVCR)

Na Tabela 4.5 estão apresentadas as especificações de projeto e do circuito de potência alimentando uma carga resistiva (MFVCR).

Tabela 4.5 – Especificações do MFVCR.

Especificações de Projeto
Tensão de saída, $V_{O(rms)} = 127$ V
Tensão de entrada, $V_{MP} = 60,6$ V – Potência de entrada, $P_{entrada} = 500$ Wp
Frequência de chaveamento máxima, $f_s = 25$ kHz
Especificações do Circuito de Potência do MFVCI
Indutores, L_1 e $L_2 = 360$ μ H, 40 A
Capacitor de entrada, $C_{entrada} = 3$ mF
Capacitor de saída, $C_{saída} = 10$ μ F
Interruptores, $S_1 - S_2$, IRFP4868PbF
Interruptores, $S_3 - S_4$, IRFP4768PbF
Diodos, $D_1 - D_4$, STTH200L04TV
Microcontrolador, DSP TMS320F28335

Fonte: Dados do próprio autor.

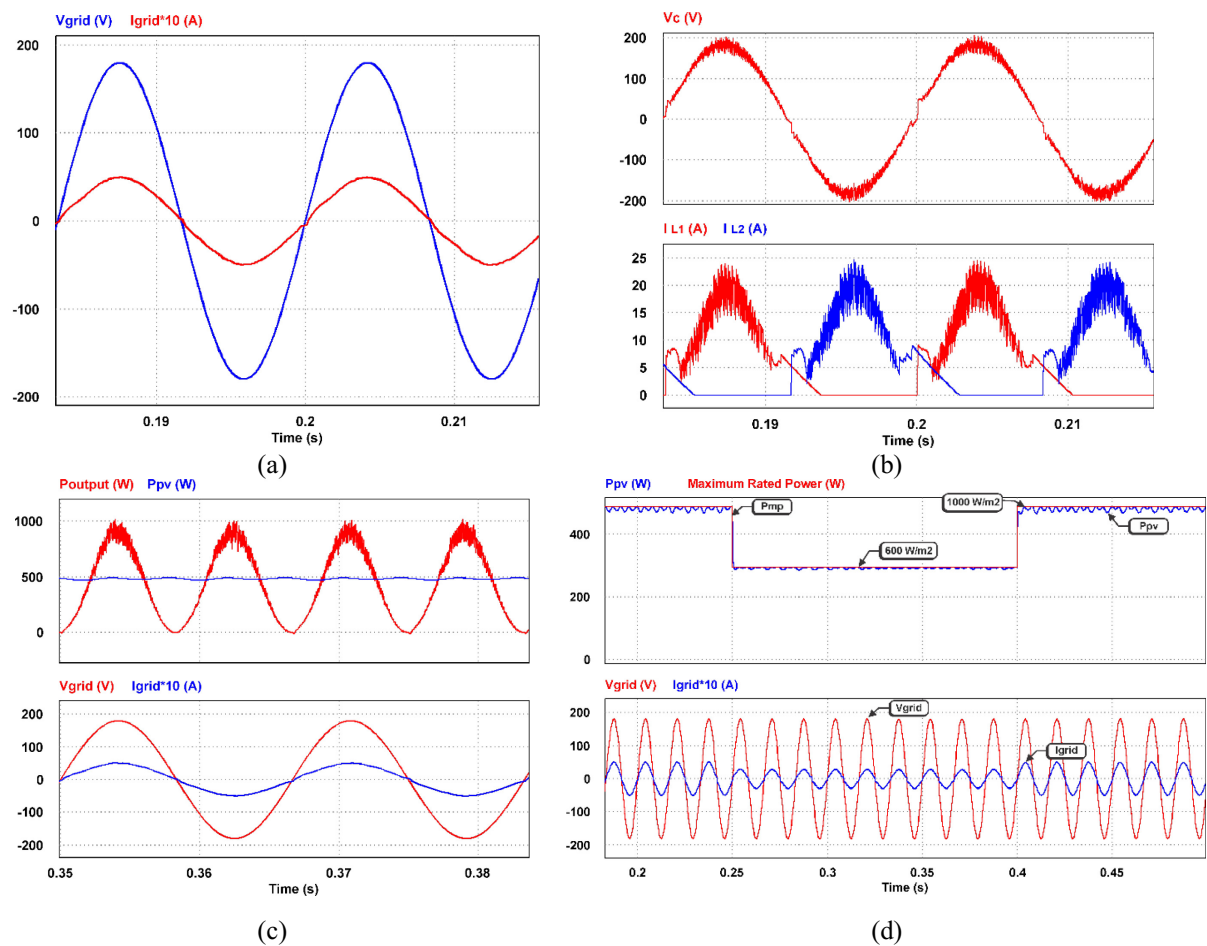
Para validar a estratégia de controle teóricas apresentadas no Capítulo III, ou seja, o algoritmo de MPPT proposto (P&O Modificado “Gama”), o funcionamento do PLL e da malha de injeção de corrente foram realizadas simulações pelo programa computacional PSIM®.

Os próximos resultados preliminares foram obtidos para o modelo do PSIM® de dois módulos FV da Yingli de 245 Wp conectados em série. A Figura 4.5 (a) apresenta as formas de onda da tensão e da corrente injetada, que estão em fase (fator de potência em torno de 0,99) e a corrente apresenta DHT_I de 2,67% para as condições de teste padrão (CTP) de 1000 W/m² e 25°C. A Figura 4.5 (b) ilustra a tensão no capacitor V_C , a qual é o resultado da definição da referência V_{REF} imposta pelo compensador P-Res. Além disso, observa-se que esse compensador recebe o erro entre a corrente de referência ($I_{refrede}$) e a corrente injetada. Além disso, V_C depende da amplitude de pico das correntes I_{L1} e I_{L2} , uma vez que quanto maior for a energia armazenada nos indutores Boost, maior será a amplitude de V_C . Para o caso do sistema alimentado com dois módulos FV de 245 Wp, como a tensão da entrada é igual a 59,2 V (no ponto de máxima potência) e a tensão V_C é igual a 195 V de pico, obtém-se um ganho de tensão em torno de 3,3. A Figura 4.5 (c) mostra as formas de onda da potência de saída ca e da potência de entrada cc. Identifica-se a ondulação de 120 Hz na potência cc (operação do capacitor de desacoplamento do arranjo FV), a qual atinge o valor médio de 490 W, próximo à potência nominal. O último teste realizado em simulações foi o degrau de irradiância para avaliar o

desempenho dinâmico do algoritmo de MPPT e da malha da corrente da rede. Com esse objetivo, alterou-se a irradiância do valor nominal de 1000 W/m^2 para 600 W/m^2 , mantendo a temperatura em 25°C , conforme ilustrado na Figura 4.5 (d). Nota-se pelos resultados que a potência extraída pelos arranjos FV (P_{FV}) é praticamente igual à potência instantânea nominal e, durante a transição, o pico da corrente da rede foi ajustado conforme a variação da potência disponível, comprovando o bom funcionamento do controle proposto.

Figura 4.5 – (a) Formas de onda da tensão da rede elétrica e da corrente injetada; (b) Formas de onda da tensão no capacitor V_C e as correntes nos indutores L_1 e L_2 ; (c) Formas de onda da potência de saída ca e potência de entrada cc. Abaixo, estão as formas de onda da tensão da rede e corrente; (d) Degrau de irradiância de 1000 W/m^2 para 600 W/m^2 , com a potência nominal máxima para cada condição e o valor instantâneo de P_{FV} .

Abaixo, estão as formas de onda da tensão e corrente da rede.

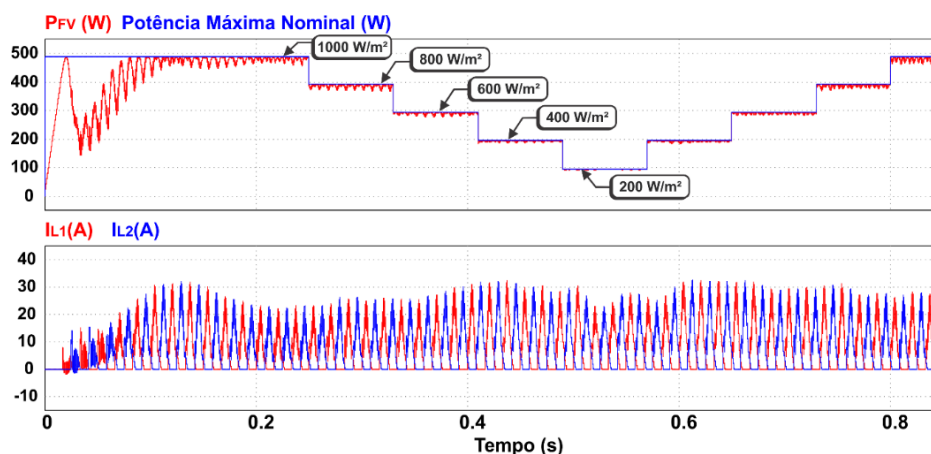


Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.6 ilustra o comportamento do conversor submetido a degraus de irradiância de 1000 W/m^2 a 200 W/m^2 e, em seguida, de 200 W/m^2 até 1000 W/m^2 , mantendo a temperatura constante em 25°C . Verifica-se que à medida que a irradiância varia, as amplitudes das correntes dos indutores L_1 e L_2 também variam de modo a controlar a tensão do arranjo FV (V_{FV}). Assim, é possível afirmar que o controle da extração da máxima potência é satisfatório, uma vez que a

potência P_{FV} tende a seguir o valor da potência máxima nominal do arranjo FV para cada condição de irradiância efetuada na simulação.

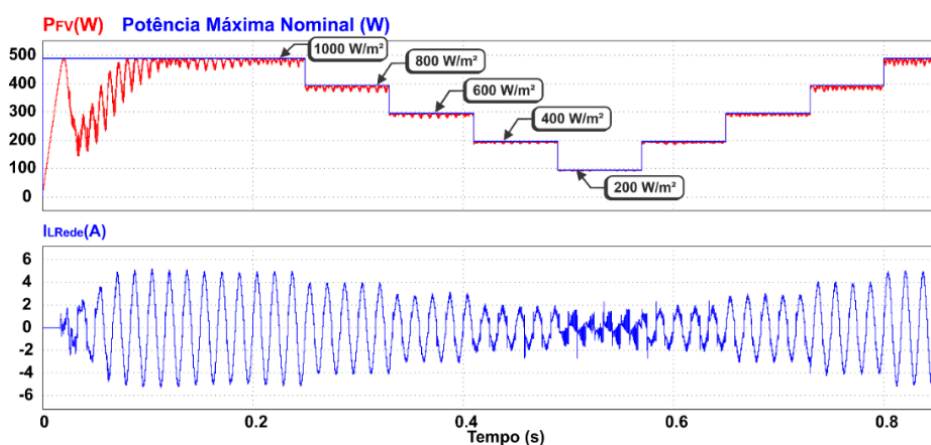
Figura 4.6 – Comportamento do conversor submetido a variações de irradiância de 1000 W/m^2 a 200 W/m^2 e, abaixo, estão as correntes dos indutores Boost.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.7 mostra o mesmo comportamento da irradiância adotado para o teste apresentado na figura anterior, ilustrando também a forma de onda da corrente injetada na rede elétrica. A malha de controle da corrente injetada na rede opera conforme a teoria apresentada, uma vez que a amplitude da corrente varia de forma diretamente proporcional em relação à potência disponível no arranjo FV. Dessa forma, mantém-se a potência de saída praticamente igual à potência de entrada, exceto pelas perdas intrínsecas do circuito de potência. Um problema encontrado é que a DHT_1 aumenta significativamente quando a corrente injetada diminui a amplitude.

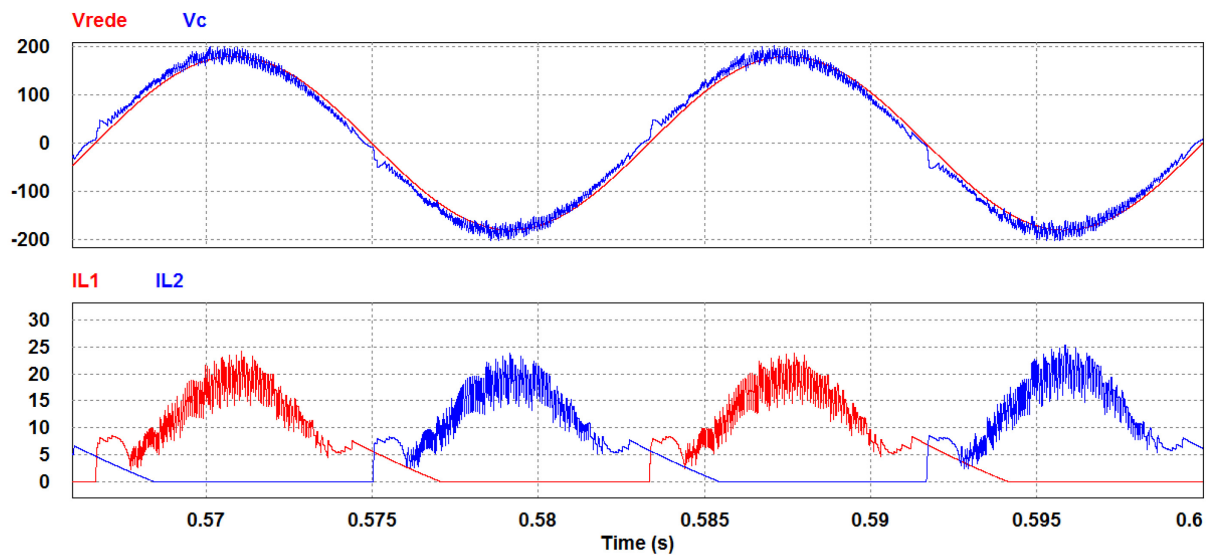
Figura 4.7 – Comportamento do conversor submetido a variações de irradiância de 1000 W/m^2 a 200 W/m^2 e, abaixo, está a corrente injetada na rede.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.8 mostra a tensão da rede V_{rede} e do capacitor de saída do conversor V_C , o qual está adiantado em relação à rede, comprovando a teoria de fluxo de potência apresentada no Capítulo IV e a operação satisfatória do algoritmo de PLL implementado. Além disso, estão apresentadas as correntes dos indutores Boost L_1 e L_2 .

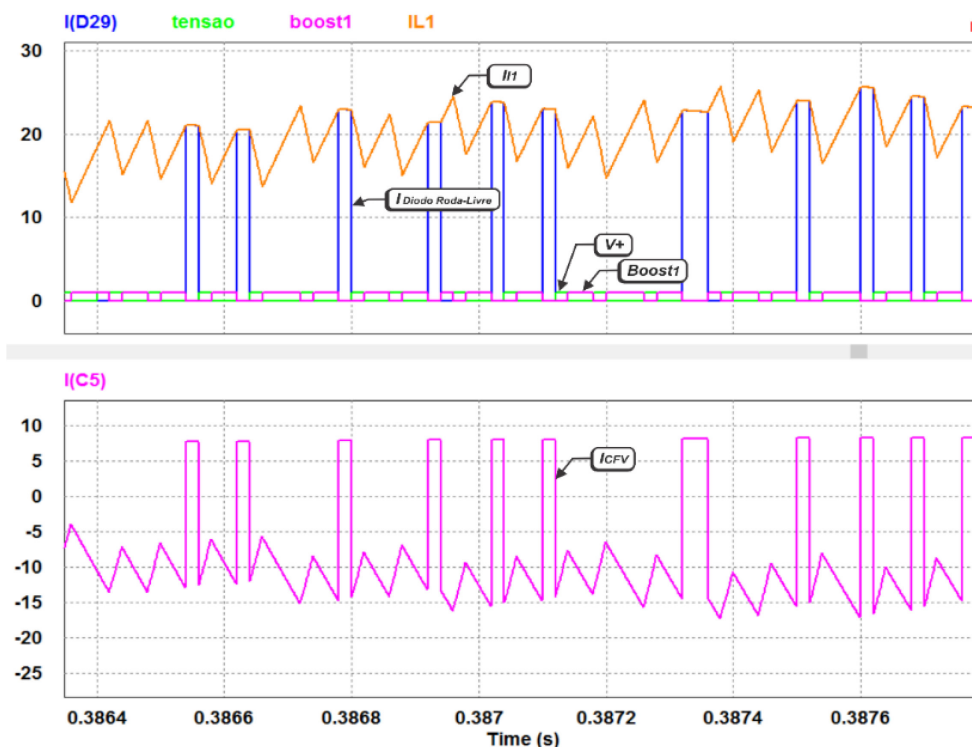
Figura 4.8 – Tensões no capacitor de saída V_C e da rede V_{rede} , juntamente com as formas de onda das correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} .



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 4.9 estão as formas de onda mostrando as três etapas de operação do conversor MFVCR: V^+ , $Boost_1$ e a etapa de roda-livre ilustrada pela corrente do diodo. Além disso, está apresentada a corrente do indutor Boost L_1 (para o semiciclo positivo) e a corrente do capacitor do arranjo FV (I_{CFV}). Observa-se que, durante a etapa $Boost_1$, o capacitor C_{FV} transfere energia ao indutor L_1 ; durante a etapa V^+ ele é carregado pelo arranjo FV e na etapa de Roda-Livre, a corrente I_{CFV} permanece constante e positiva pelo fato desse capacitor estar em paralelo somente com o arranjo FV.

Figura 4.9 – Formas de onda em que estão as três etapas de operação do conversor MFVCR: V_+ , $Boost_1$, corrente no diodo de roda-livre, I_{L1} e I_{CFV} .

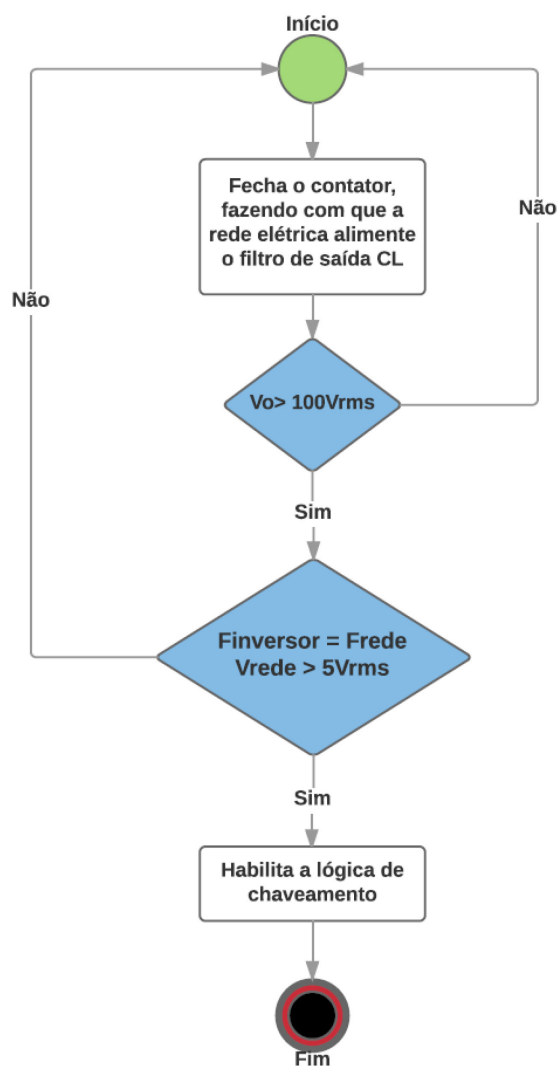


Fonte: Dados do próprio autor.

4.5 Resultados Experimentais do Microinversor FV Conectado à Rede Elétrica (MFVCR)

Devido à simplicidade e eficiência no controle do microinversor proposto utilizando a malha de corrente pelo P-Res, a mesma lógica foi implementada no DSP do protótipo na frequência de amostragem de 50 kHz. O procedimento adotado para a conexão do microinversor à rede elétrica está apresentado no fluxograma da Figura 4.10. Inicialmente, fecha-se o contator, fazendo com que a rede elétrica alimente o filtro de saída CL e, após isso, o controle aguarda um intervalo de tempo. Verifica-se a seguir, a tensão do capacitor de saída e caso ela seja maior que 100 Vrms, será habilitada a lógica de chaveamento e o funcionamento dos interruptores. Caso o microinversor esteja fora de sincronismo ou, quando a tensão da rede elétrica for menor que 5 V_{RMS}, a lógica de chaveamento é desabilitada.

Figura 4.10 – Fluxograma com a lógica para a conexão à rede elétrica do MFVCR.



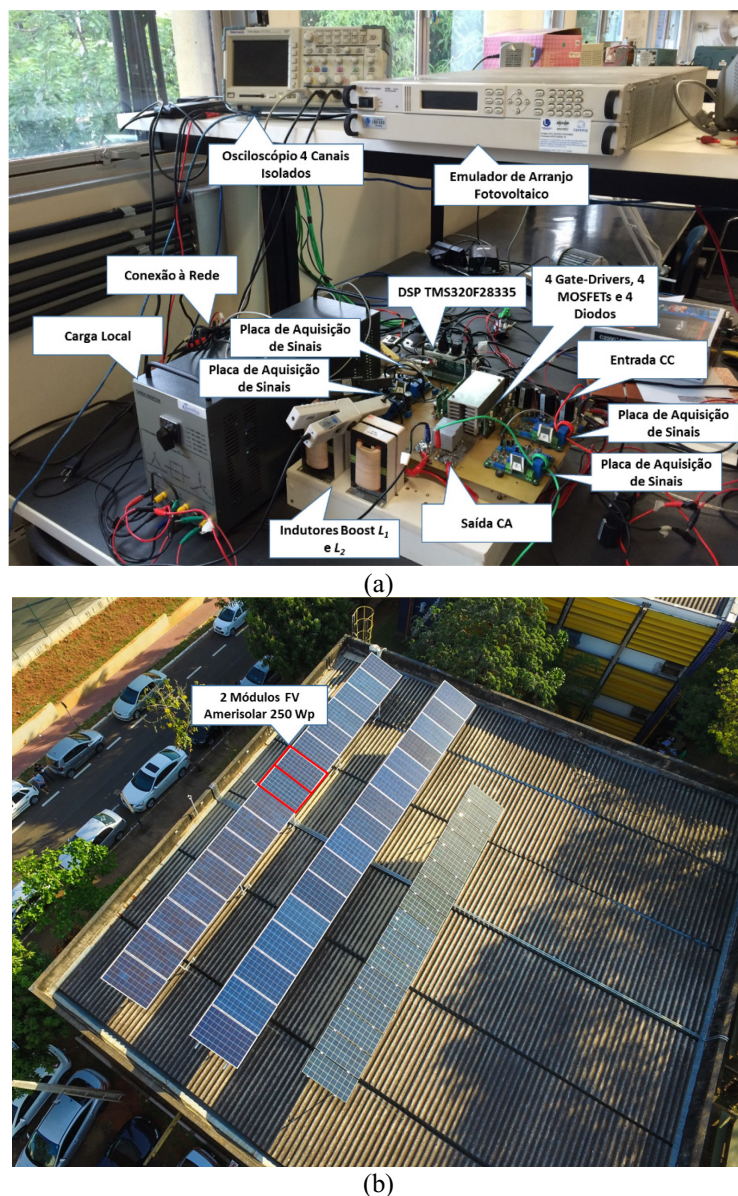
Fonte: Dados do próprio autor.

4.5.1 Avaliação do Desempenho das Técnicas de Controle Propostas

Para implementar a lógica de chaveamento, o algoritmo de MPPT P&O Modificado “Gama”, a malha de controle de sincronismo à rede e o controle de injeção de corrente foi utilizado o microcontrolador DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*®. A Figura 4.11 (a) ilustra o protótipo desenvolvido no laboratório, destacando a placa do circuito de potência e o Emulador de Arranjo Fotovoltaico (SAS, *Solar Array Simulator*) modelo E4361A da Keysight® utilizado durante o estágio inicial dos testes. O segundo teste experimental foi realizado sob circunstâncias reais de irradiância e temperatura dos módulos FV. Na Figura 4.11 (b) é apresentada uma foto do telhado do prédio em que está o laboratório de Eletrônica de Potência onde estão instalados os módulos FV utilizados nos testes experimentais.

Estão instalados 48 módulos FV, sendo utilizados para esse estágio de testes apenas dois módulos FV de 250 Wp da Amerisolar.

Figura 4.11 – (a) Ilustração do protótipo montado em laboratório e os instrumentos de medições utilizados, (b) módulos FV instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência, sendo utilizados apenas dois módulos FV de 250 Wp da Amerisolar.



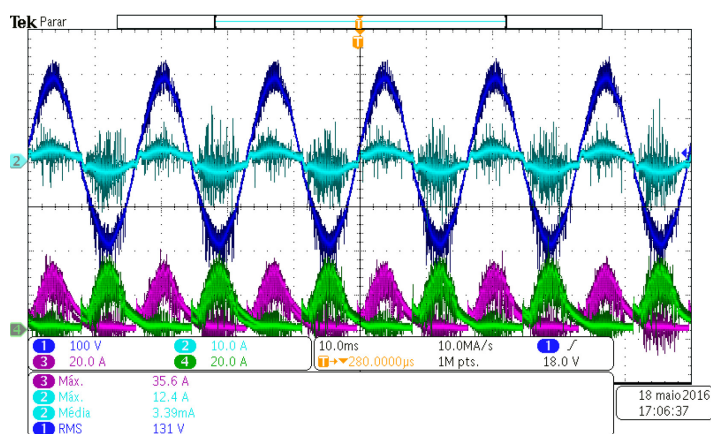
Fonte: Dados do próprio autor.

O primeiro teste experimental foi realizado através das curvas I-V e P-V inseridas no Emulador de Arranjo Fotovoltaico E4361A utilizando as especificações de dois módulos FV Yingli YL245P-29b conectados em série sob condição de irradiância de 600 W/m^2 , como mostrado na Figura 4.12 (a), operando na temperatura ambiente de 25°C . Essa figura ilustra as formas de onda da tensão e corrente da rede em fase e as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Além

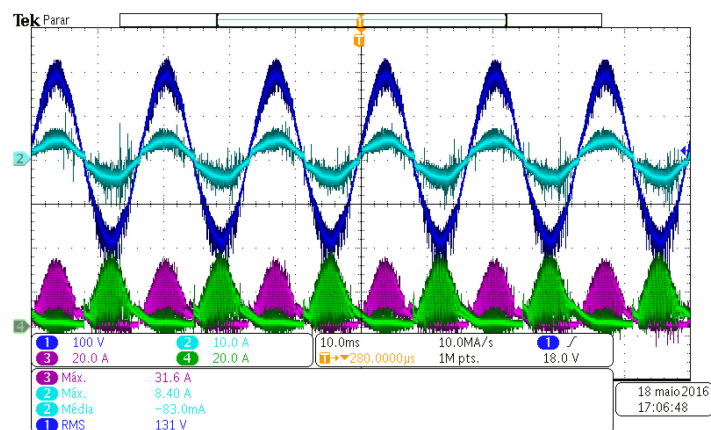
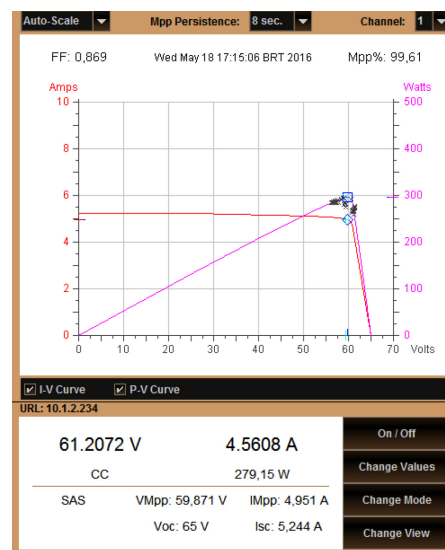
disso, está apresentada a tela do emulador de arranjo FV, demonstrando o fator de rastreamento do algoritmo de MPPT de 99,61% (extraindo 279,15 W).

Sob a irradiância de 1000 W/m^2 e 25°C e, como mostra a Figura 4.12 (b), a tensão da rede e corrente se mantém em fase. Pode-se observar, também, que ocorre um aumento na amplitude de pico e do *ripple* das correntes dos indutores Boost. A tela do emulador de arranjo FV mostra o resultado do fator de rastreamento do algoritmo de MPPT igual a 99,24 % (extração de 144,01 W).

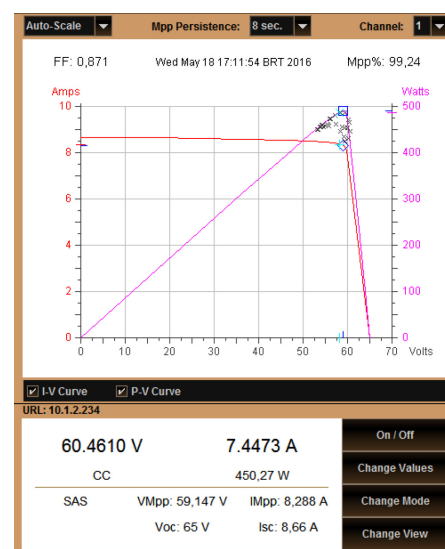
Figura 4.12 – Tensão da rede, corrente injetada e correntes nos indutores para a temperatura de 25°C e para as seguintes condições de irradiância com dois módulos da Yingli de 245 Wp conectados em série: (a) 600 W/m^2 e (b) 1000 W/m^2 .



(a)



(b)

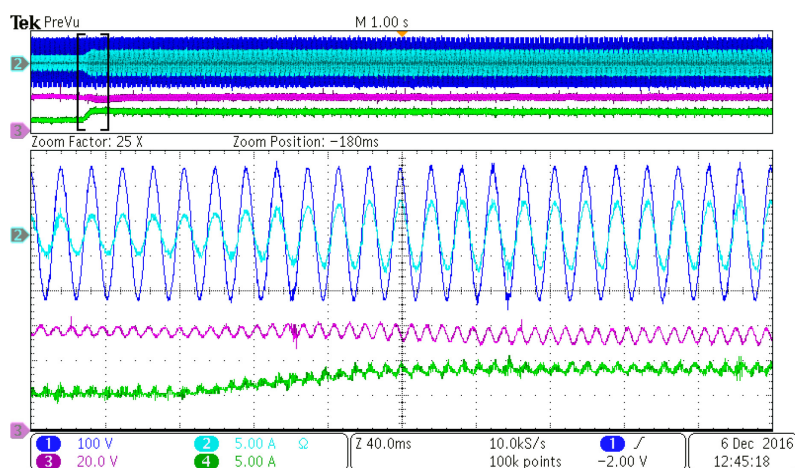


Fonte: Dados do próprio autor.

Foram realizados testes utilizando o Emulador de Arranjo FV (SAS) da Regatron (*TopCon Quadro Programmable DC Power Supply*) de 10 kW, o qual foi configurado com as curvas I-V e P-V de dois módulos FV da Yingli de 245 Wp conectados em série (com total de 490 Wp), mantendo a temperatura de operação em 25°C. O primeiro teste de transitório de irradiância foi realizado para a variação de 600 W/m² para 1000 W/m², apresentado na Figura 4.13, aumentando a amplitude da corrente injetada devido ao aumento da energia FV disponível. O segundo teste experimental de transitório foi realizado para uma variação de irradiância de 1000 W/m² a 600 W/m², como ilustrado na Figura 4.14, mostrando que a corrente injetada é reduzida proporcionalmente à energia fotovoltaica disponível.

Figura 4.13 – Degrau de irradiância de 600 W/m² a 1000 W/m², mostrando a tensão da rede e a corrente injetada.

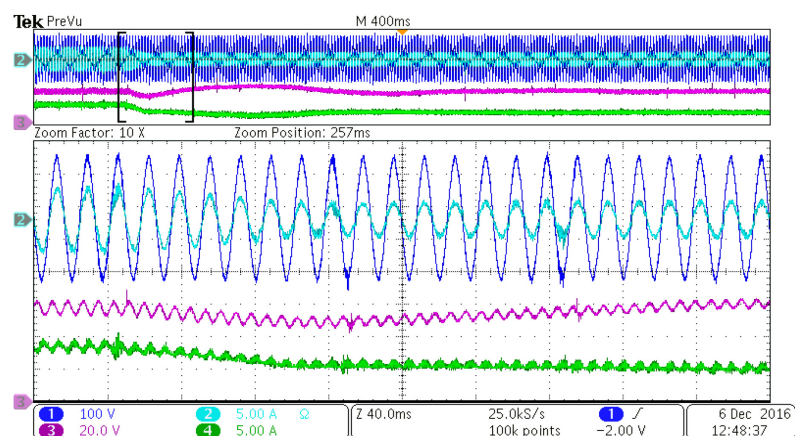
Abaixo, estão mostradas a tensão e corrente do arranjo FV.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.14 – Degrau de irradiância de 1000 W/m² a 600 W/m², mostrando a tensão da rede e a corrente injetada.

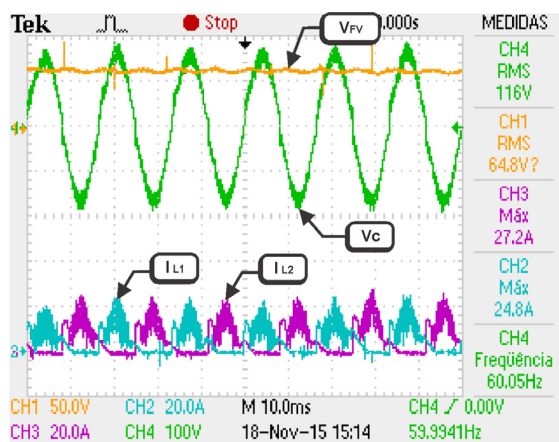
Abaixo, estão ilustradas a tensão e corrente do arranjo FV.



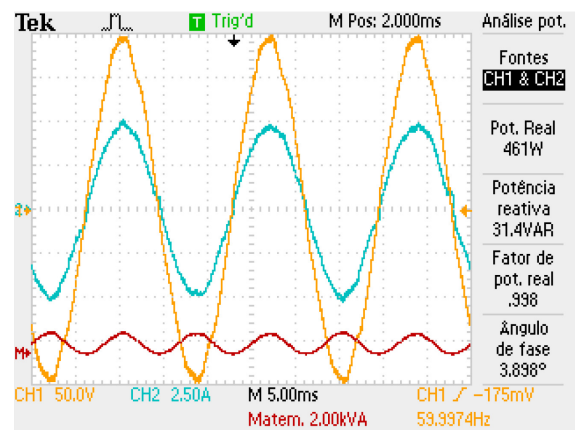
Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.15 (a) mostra as formas de onda da tensão do arranjo FV, tensão no capacitor de saída V_C e as correntes nos indutores Boost para condições nominais (1000 W/m^2 e 25°C). Em outro teste com o MFVCR alimentado com 490 Wp , foram obtidos dados relacionados à potência de saída do inversor, podendo-se verificar na Figura 4.15 (b) o fator de potência de 0,998 e potência ativa injetada de 461 W com uma pequena parcela de potência reativa ($31,4 \text{ VAR}$). A Figura 4.15 (c) comprova o baixo valor de DHT_1 igual a 4,49%, dentro dos limiares estabelecidos pelas normas IEEE 1547 (2008) e a ABNT NBR 16149 (2013).

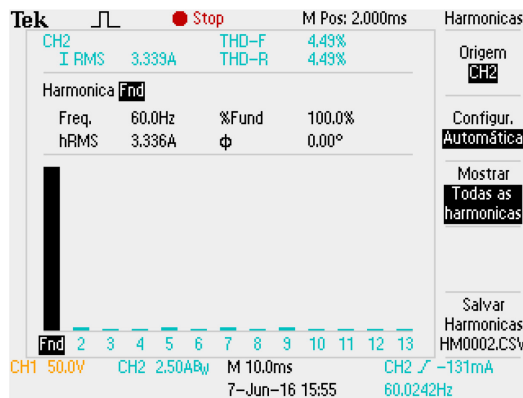
Figura 4.15 – (a) Tensão do arranjo FV, tensão no capacitor de saída V_C , correntes nos indutores Boost (I_{L1} e I_{L2}); (b) tensão e corrente da rede, com fator de potência 0,998; (c) DHT_1 de 4,49%; (c) tensão no capacitor de saída (V_C) e correntes nos indutores Boost (I_{L1} e I_{L2}).



(a)



(b)

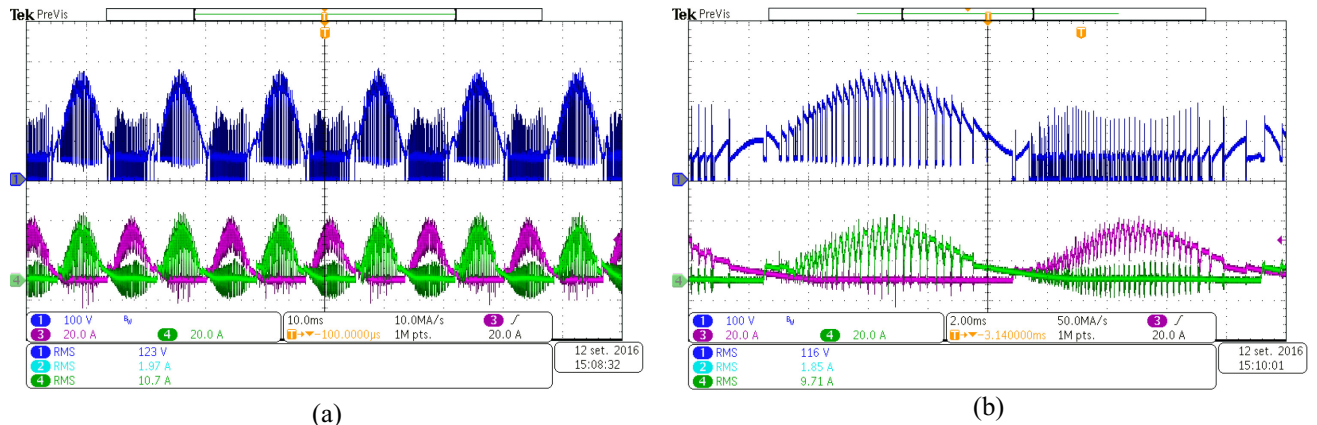


(c)

Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.16 (a) mostra as formas de onda da tensão no interruptor S_I e as correntes nos dois indutores Boost. Verifica-se que a tensão V_{S_I} é o resultado da soma das tensões do arranjo FV e do capacitor de saída C . A Figura 4.16 (b) mostra em detalhes a tensão no interruptor S_I durante a operação no semiciclo positivo e negativo da tensão no capacitor de saída C . Observa-se que a tensão no interruptor S_2 tem a mesma amplitude de S_I , e as tensões em S_3 e S_4 têm amplitudes iguais a V_C .

Figura 4.16 – (a) Formas de onda da tensão na chave S_I (V_{SI}) e das correntes nos indutores Boost; (b) Detalhe das mesmas formas de onda apresentadas anteriormente.



Fonte: Dados do próprio autor.

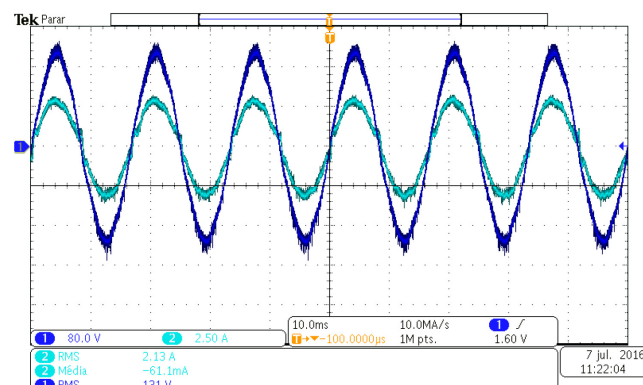
A segunda parte dos testes experimentais foi realizada para dois módulos FV de 250 Wp conectados em série instalados no laboratório sob condições reais de operação. As especificações técnicas de cada módulo estão apresentadas na Tabela 4.6. A Figura 4.17 ilustra as formas de onda da tensão e corrente da rede, demonstrando o elevado fator de potência (0,993) para operação do arranjo FV na irradiância de 824 W/m^2 , temperatura dos módulos de 60°C e temperatura ambiente de 29°C .

Tabela 4.6 – Especificações do módulo FV da Amerisolar AS-6P30 250 Wp.

Módulo Fotovoltaico Amerisolar AS-6P30 250Wp	
Potência Máxima, P_{MP}	250 Wp
Tensão no Ponto de Máxima Potência, V_{MP}	$30,3 \text{ V}$
Corrente no Ponto de Máxima Potência, I_{MP}	$8,26 \text{ A}$
Tensão de Circuito Aberto, V_{OC}	$38,0 \text{ V}$
Corrente de Curto-Circuito, I_{SC}	$8,75 \text{ A}$
Coeficiente de Temperatura, V_{OC}	$-0,33\%/^\circ\text{C}$
Coeficiente de Temperatura, I_{SC}	$-0,056\%/^\circ\text{C}$
Coeficiente de Temperatura, P	$-0,43\%/^\circ\text{C}$
Eficiência, η	$15,4\%$

Fonte: Folha de dados do módulo da Amerisolar (GO GREEN SOLAR, 2016).

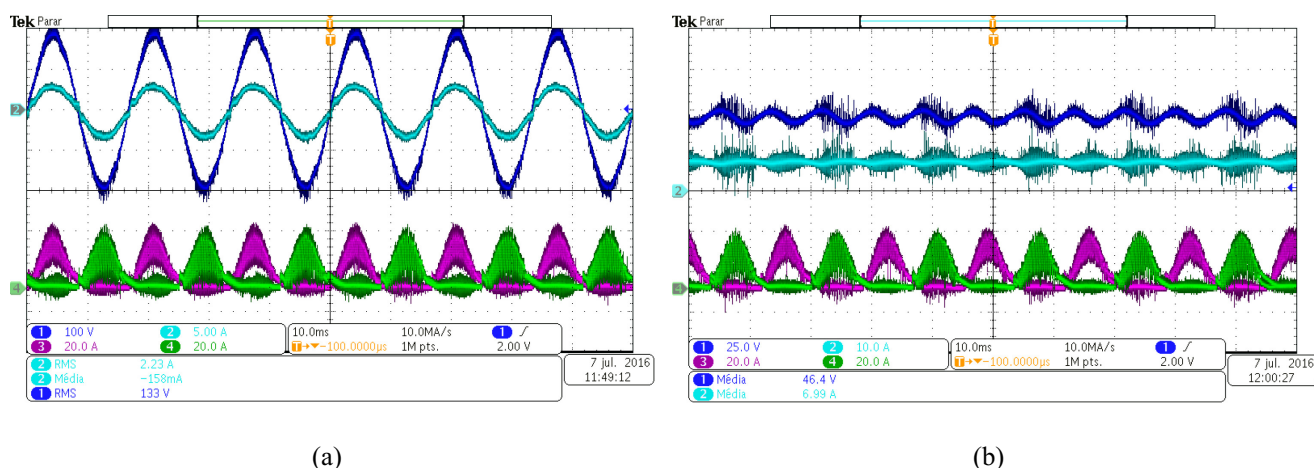
Figura 4.17 – Tensão e corrente da rede elétrica, para arranjo FV operando em 824 W/m^2 , temperatura dos módulos de 60°C e temperatura ambiente de 29°C



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.18 (a) apresenta as formas de onda da tensão e corrente da rede e as correntes dos indutores Boost (irradiância de 830 W/m^2 , temperatura dos módulos de 57°C e temperatura ambiente de 29°C). A tensão e corrente do arranjo FV estão apresentadas na Figura 4.18 (b), sendo evidente a ondulação de 120 Hz da tensão e corrente cuja amplitude está dentro da faixa projetada (irradiância de 846 W/m^2 , temperatura dos módulos FV de 60°C e temperatura ambiente de 30°C). As correntes dos indutores Boost estão apresentadas com as respectivas amplitudes de pico ajustadas pelo algoritmo de MPPT, corroborando com a abordagem teórica previamente descrita.

Figura 4.18 – (a) Tensão e corrente da rede elétrica e abaixo estão as correntes nos indutores Boost, para operação em 830 W/m^2 , temperatura dos módulos de 57°C e temperatura ambiente de 29°C ; (b) Tensão e corrente do arranjo FV, para operação em 846 W/m^2 , temperatura dos módulos de 60°C e temperatura ambiente de 30°C e, abaixo, estão ilustradas as correntes dos indutores Boost

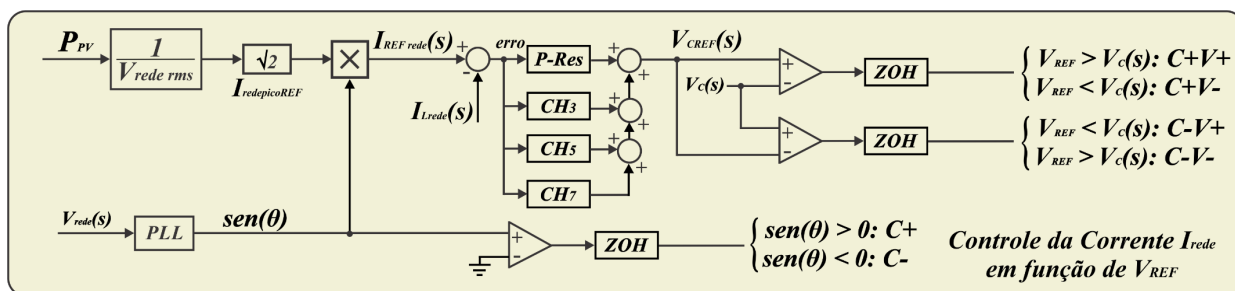


Fonte: Dados do próprio autor.

4.5.2 Controlador P-Res com Compensador Harmônico (CH)

A malha de controle externa pode ser facilmente alterada adicionando-se o CH (Compensador Harmônico), o qual pode mitigar as componentes harmônicas predominantes no espectro da corrente da rede, tais como a 3^a , 5^a e 7^a ordens harmônicas, como será apresentado nesse tópico. Para demonstrar essa funcionalidade, um diagrama de blocos da malha de controle da corrente injetada na rede, incluindo o P-Res com CH está apresentado na Figura 4.19.

Figura 4.19 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente injetada na rede elétrica, incluindo o P-Res com Compensador Harmônico.



Fonte: Dados do próprio autor.

As próximas equações são as funções de transferência de cada Compensador Harmônico $C_{CH3}(s)$, $C_{CH5}(s)$ e $C_{CH7}(s)$. A Tabela 4.7 apresenta os parâmetros do controlador P-Res Tipo II e o CH considerado nos testes de simulação e experimentais.

$$C_{CH3}(s) = \frac{2 \cdot K_{I3} \cdot \zeta \cdot 3 \cdot \omega_o \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot 3 \cdot \omega_o \cdot s + (3 \cdot \omega_o)^2} \quad (4.1)$$

$$C_{CH5}(s) = \frac{2 \cdot K_{I5} \cdot \zeta \cdot 5 \cdot \omega_o \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot 5 \cdot \omega_o \cdot s + (5 \cdot \omega_o)^2} \quad (4.2)$$

$$C_{CH7}(s) = \frac{2 \cdot K_{I7} \cdot \zeta \cdot 7 \cdot \omega_o \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot 7 \cdot \omega_o \cdot s + (7 \cdot \omega_o)^2} \quad (4.3)$$

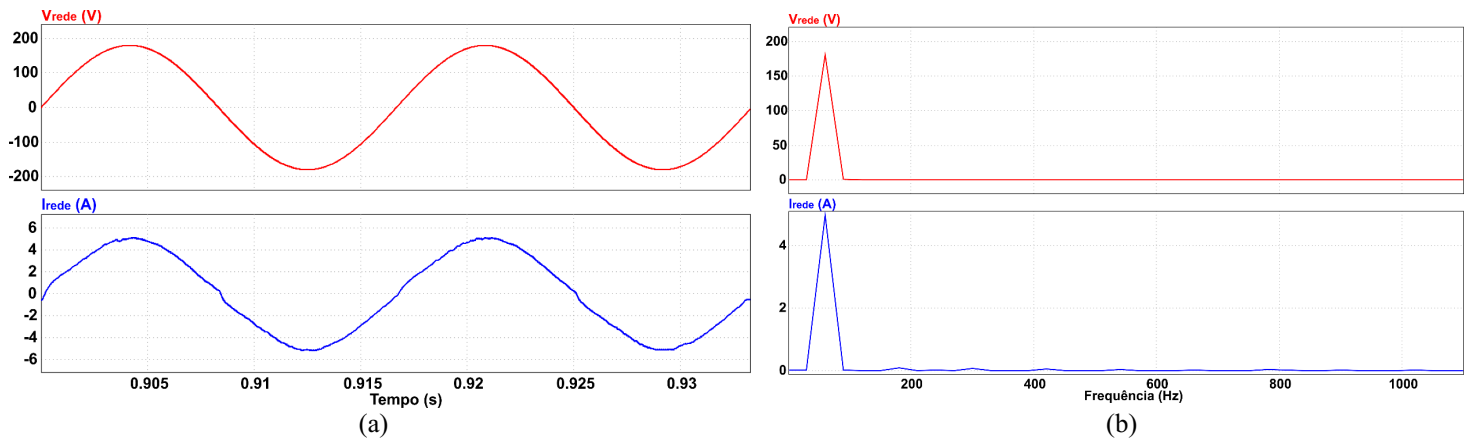
Tabela 4.7 – Parâmetros dos controladores P-Res e CH.

Parâmetros	P-Res (60 Hz)	CH ₃	CH ₅	CH ₇
K_p	40	-	-	-
K_I	300	300	300	300
ω_o	377 rad/s (60 Hz)	1131 rad/s (180 Hz)	1885 rad/s (300 Hz)	2639 rad/s (420 Hz)
Fator de Amortecimento ζ	0,025	0,0079	0,0042	0,0034
ω_h	9,425 rad/s (1,50 Hz)	9 rad/s (1,43 Hz)	8 rad/s (1,27 Hz)	9 rad/s (1,43 Hz)

Fonte: Dados do próprio autor.

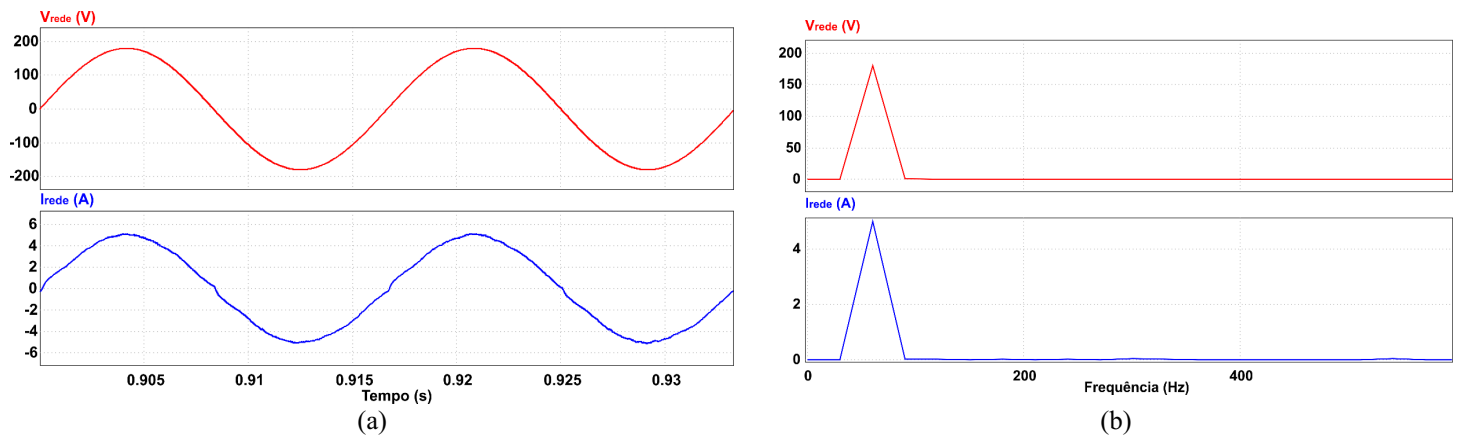
Os testes de simulação foram realizados considerando o controlador de corrente da rede P-Res sem CH e os resultados da tensão e corrente da rede estão apresentados na Figura 4.20 (a) e os respectivos espectros de frequência na Figura 4.20 (b). Os resultados do controlador de corrente da rede P-Res com CH estão apresentados na Figura 4.21 (a) e os respectivos espectros de frequência na Figura 4.21 (b). A Figura 4.22 mostra o desempenho dos dois controladores, comprovando a mitigação do conteúdo harmônico da corrente da rede utilizando o P-Res com CH, reduzindo o DHT_I de 3,095% a 2,22%, dependendo-se exclusivamente do ajuste dos ganhos do P-Res+CH.

Figura 4.20 – P-Res sem Compensador Harmônico: (a) Tensão e corrente da rede e (b) espectro de frequência.



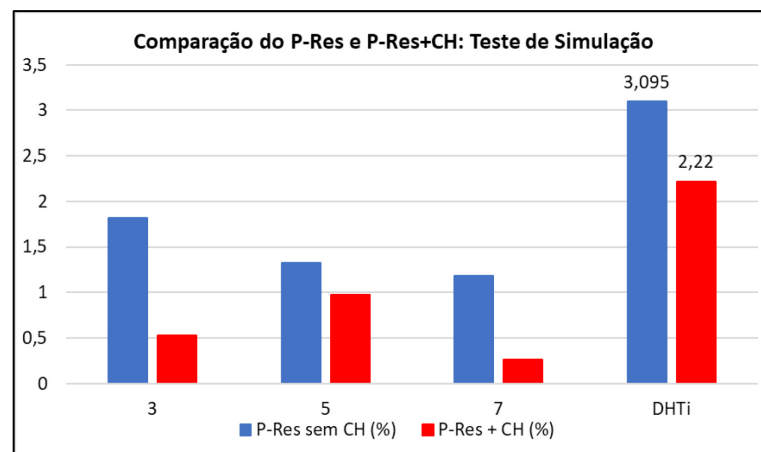
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.21 – P-Res com Compensador Harmônico (3^a , 5^a e 7^a ordens harmônicas) (a) Tensão e corrente da rede e (b) espectro de frequência.



Fonte: Dados do próprio autor.

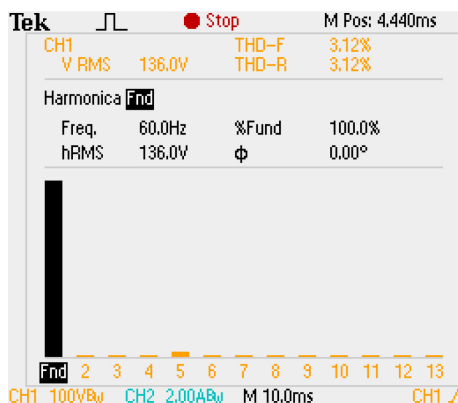
Figura 4.22 – Comparação dos resultados do teste de simulação para o P-Res e P-Res+CH.



Fonte: Dados do próprio autor.

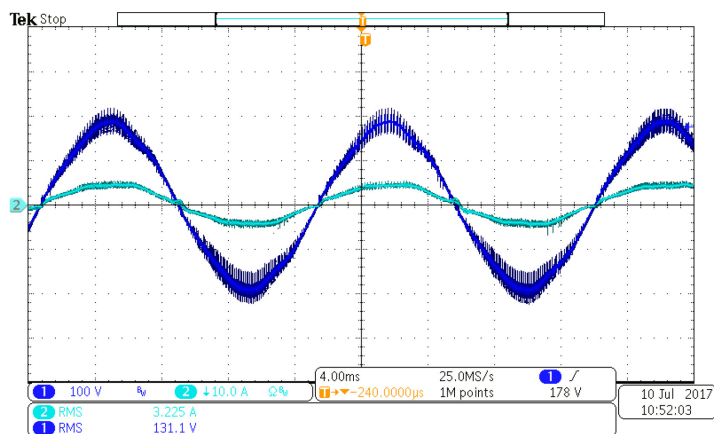
Para validar o método teórico, testes experimentais foram realizados considerando que o DHT_V da tensão da rede é igual a 3,12% antes da inicialização do MFVCR, de acordo com a Figura 4.23. As formas de onda experimentais da tensão e corrente da rede para o P-Res e P-Res+CH estão apresentados respectivamente nas Figuras 4.24 (a) e (b).

Figura 4.23 – Espectro harmônico da tensão da rede e valor do DHT_V .

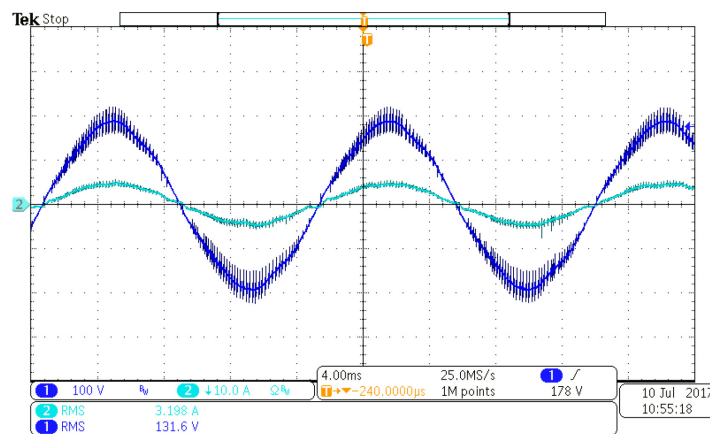


Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.24 – Tensão e corrente da rede: (a) P-Res sem CH e (b) P-Res+CH.



(a)



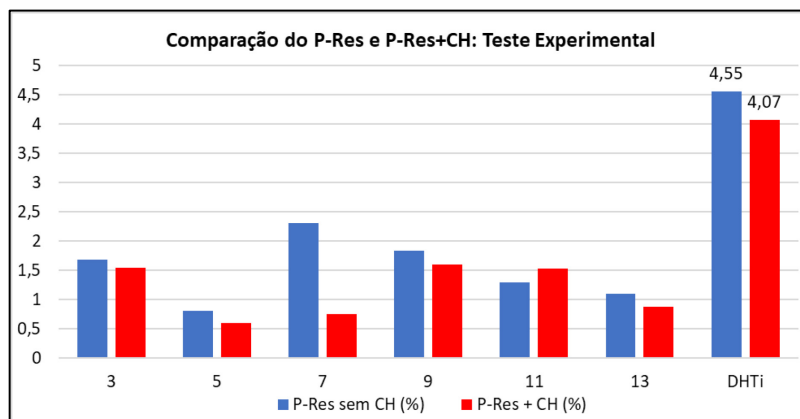
(b)

Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.25 ilustra uma comparação dos resultados entre ambos os controladores e, pode-se observar que a DHT_I da corrente da rede para o P-Res e o P-Res+CH é igual a, respectivamente, 4,55 % e 4,07%.

Através dos testes de simulações computacionais e experimentais é possível notar que o desempenho de ambos os controladores de corrente é praticamente o mesmo. Portanto, ao se adicionar o CH deve-se levar em consideração a capacidade de processamento do microcontrolador e o ajuste adequado dos ganhos para cada ordem harmônica a ser mitigada.

Figura 4.25 – Resultados dos testes experimentais mostrando a comparação do P-Res e P-Res+CH.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.5.3 Avaliação Experimental da Corrente de Fuga

Como é bastante conhecido, existe uma capacitância parasita (C_P) formada entre os terminais do arranjo FV e a moldura do módulo, a qual é geralmente aterrada. Portanto, devido à diferença de potencial (tensão de modo comum) imposta pelas ações de chaveamento do inversor (CHEN, GU, *et al.*, 2013), uma corrente de fuga pode fluir através do condutor de aterramento. O MFVCR proposto é composto por uma topologia sem transformador e pode apresentar corrente de fuga, a qual flui pela conexão galvânica entre o aterramento do arranjo FV e a rede.

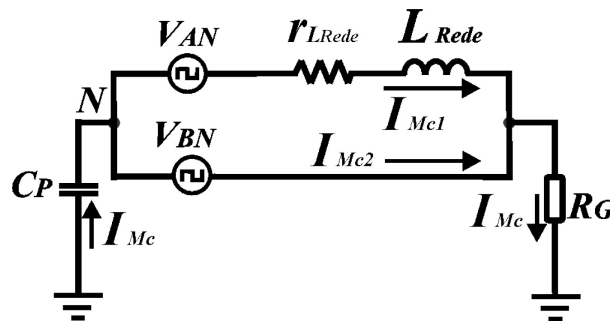
Consequentemente, como observado em (LOPEZ, TEODORESCU, *et al.*, 2007) e considerando o inversor alimentado por um arranjo FV, é formado um circuito ressonante entre a capacitância parasita, o filtro de saída, o inversor e a impedância da rede. Essa corrente fluindo pelo sistema pode aumentar as perdas, as interferências eletromagnéticas (EMI), causando problemas de segurança e distorções da corrente injetada na rede (MYRZIK e CALAIS, 2003), (SU, SUN e LIN, 2011). A norma alemã DIN VDE 0126-1-1 estabelece que, se a corrente de fuga for maior que 30 mA (rms), o inversor deve ser desconectado da rede em 0,3 segundos. Deste modo, é requerido um monitoramento contínuo dessa corrente.

A capacitância C_P de módulos FV de silício policristalino é estimada em 50 a 150 nF/kW e até 1 μ F/kW para módulos de filme fino considerando grandes arranjos FV não aterrados (MYRZIK e CALAIS, 2003), (FIGUEREDO, CARVALHO, *et al.*, 2013), (LEE, KIM, *et al.*, 2014), dependendo das condições ambientais. Considerando que o MFVCR opera com um

arranjo FV de 500 Wp (dois módulos FV de 250 Wp conectados em série), a capacitância C_P foi definida para 50 nF.

A topologia do MFVCR apresenta duas etapas de operação em que ocorrem a roda-livre das correntes dos indutores Boost, nas quais a conexão entre o arranjo FV e o filtro de saída incluindo a rede, isto é, o método de desacoplamento cc é aplicado (etapas *Boost1* e de Roda-Livre). Portanto, esses estágios podem evitar as variações de alta frequência da tensão de modo comum na capacitância parasita (V_{CP}) através da interrupção do caminho de corrente de fuga I_{Mc} (corrente de modo comum), minimizando-a. Essa técnica é também aplicada em topologias sem transformador, tais como a HERIC (*Highly Efficient and Reliable Inverter Concept*), H5 e H6. O MFVCR pode ser simplificado como o circuito equivalente mostrado na Figura 4.26 (JOSEPH e SHAHIN, 2016), (TEY e MEKHILEF, 2016), ilustrando o caminho da corrente à terra.

Figura 4.26 – Circuito equivalente para o MFVCR mostrando o caminho da corrente de fuga I_{Mc} .



Fonte: Dados do próprio autor.

Sabe-se que a tensão de modo comum V_{Mc} do inversor é a média das tensões V_{AN} e V_{BN} em relação à terra.

$$V_{Mc} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \quad (4.4)$$

Caso ocorra uma variação de V_{Mc} , uma corrente de fuga I_{Mc} fluirá pelo caminho de terra da capacitância parasita C_P à rede, como ilustrado na Figura 4.40. A tensão de modo comum V_{Mc} será calculada para cada etapa de operação, considerando o semiciclo positivo: *Boost1*, $V+$ e $V-$.

Caso 1 - *Boost_I*:

Durante essa etapa de operação os interruptores S_1 , S_3 e S_4 são ligados. O arranjo FV e o capacitor C_{FV} transfere energia ao indutor L_1 . O indutor L_2 está em roda-livre e o capacitor de saída fornece energia ao indutor de acoplamento L_{rede} , o qual injeta energia à rede.

A seguir, estão as equações das tensões V_{AN} , V_{BN} e a tensão V_{Mc} calculada para este caso. Além disso, a Figura 4.27 (a) mostra os interruptores habilitados para o Caso 1 e a Figura 4.27 (b) mostra as formas de onda de V_{AN} , V_{BN} , das etapas de operação V^+ e *Boost_I* (em destaque) e, abaixo está a tensão de modo comum V_{Mc} , corroborando a teoria exposta.

$$V_{AN} = 0 \text{ V} \quad (4.5)$$

$$V_{BN} = -V_{FV} - V_{L1} = -V_C \quad (4.6)$$

$$V_{Mc} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{-V_{FV} - V_{L1}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{-V_C}{2} \quad (4.7)$$

Caso 2: V^+

Durante essa etapa de operação, os interruptores S_1 e S_4 estão ligados. O capacitor C_{FV} é carregado pelo arranjo FV e o indutor L_1 transfere energia tanto ao capacitor de saída quanto ao indutor de saída L_{rede} . O indutor L_2 está em roda livre e o capacitor de saída alimenta o indutor de acoplamento L_{rede} , o qual injeta energia à rede. As próximas equações (4.8), (4.9) e (4.10) apresentam as tensões V_{AN} , V_{BN} e a tensão de modo comum V_{Mc} para esse caso. Além disso, a Figura 4.28 (a) apresenta os interruptores habilitados para o Caso 2 e a Figura 4.28 (b) demonstra as formas de onda V_{AN} , V_{BN} , as etapas de operação V^+ (em destaque) e *Boost_I* e, abaixo está a tensão de modo comum V_{Mc} , corroborando a teoria exposta.

$$V_{AN} = V_{FV} + V_{L1} = V_C \quad (4.8)$$

$$V_{BN} = 0 \text{ V} \quad (4.9)$$

$$V_{Mc} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{V_{FV} + V_{L1}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{V_C}{2} \quad (4.10)$$

Caso 3: V^- (Etapa de Roda-Livre)

Durante essa etapa de operação, os interruptores S_3 e S_4 são ligados. O arranjo FV carrega o capacitor C_{FV} . Os indutores L_1 e L_2 estão em roda-livre enquanto o capacitor de saída fornece energia ao indutor de acoplamento L_{rede} , o qual injeta energia à rede. A seguir, estão as equações (4.11), (4.12) e (4.13) das tensões V_{AN} , V_{BN} e a tensão calculada V_{Mc} para esse caso. Além disso, a Figura 4.29 (a) mostra os interruptores ligados para o Caso 3 e a Figura 4.29 (b) ilustra as formas de onda de V_{AN} , V_{BN} , etapas de operação V^+ e *Boost_I* e, abaixo está a tensão

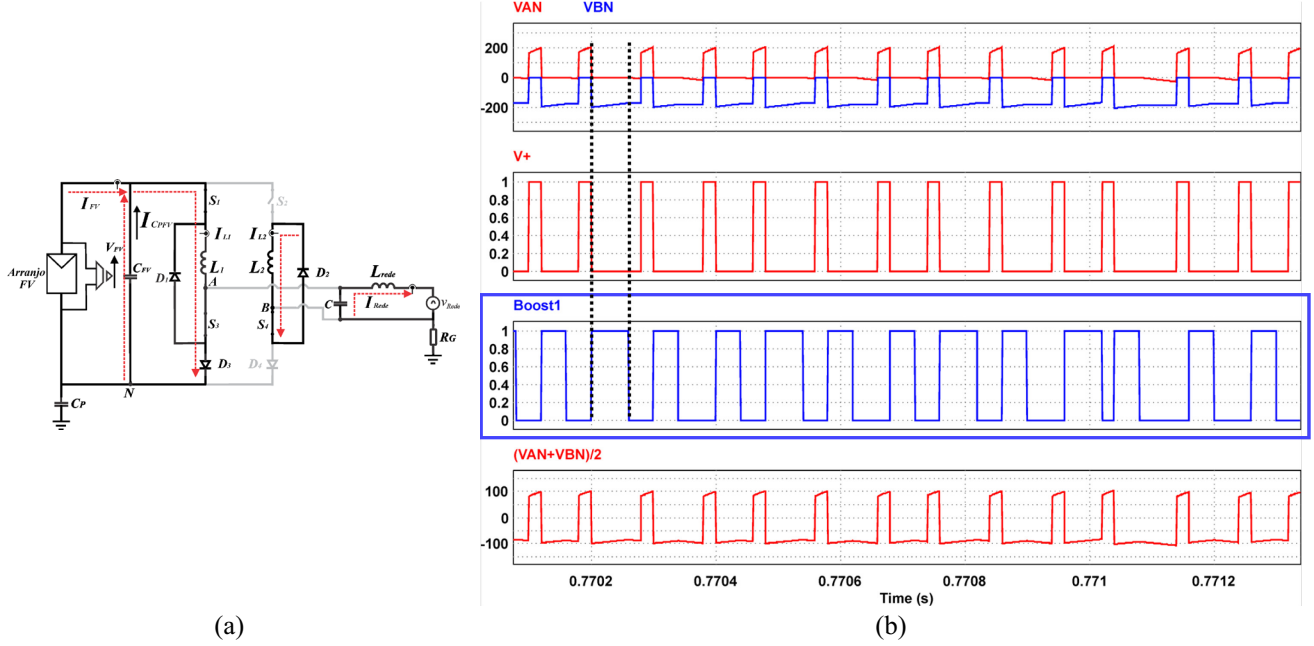
de modo comum V_{Mc} , destacando-se o intervalo de tempo em que ocorre a etapa V_- , corroborando a teoria exposta.

$$V_{AN} = 0 \quad (4.11)$$

$$V_{BN} = -V_{FV} - V_{L1} = -V_C \quad (4.12)$$

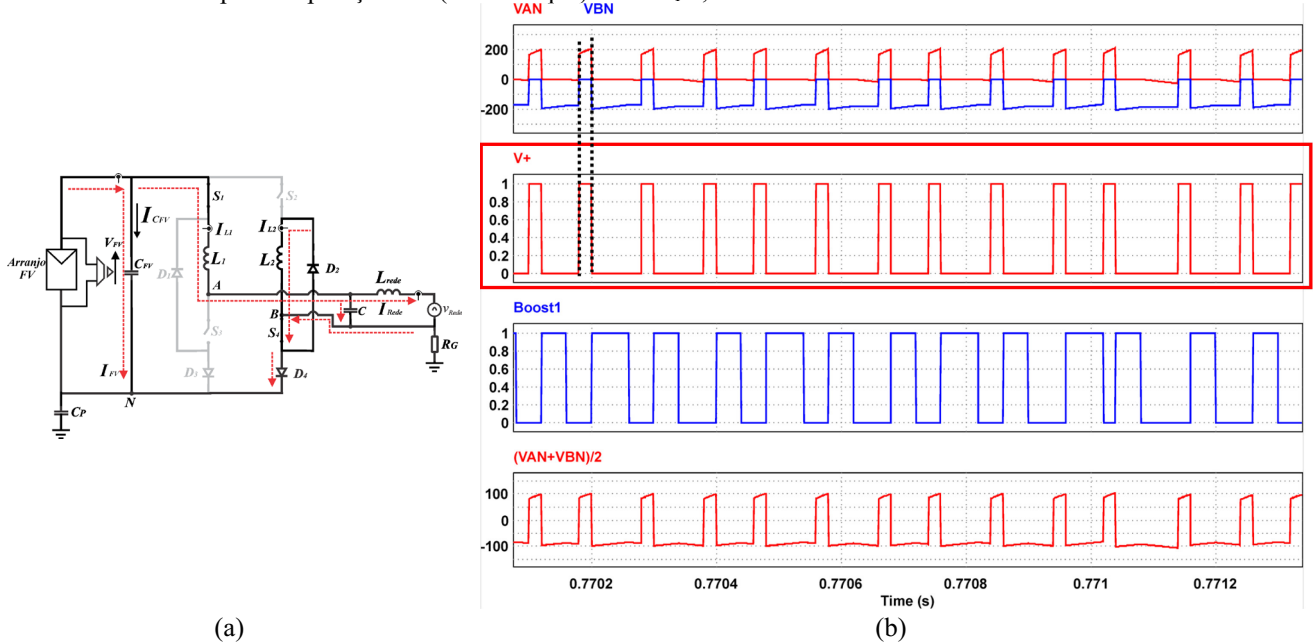
$$V_{Mc} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{-V_{FV} - V_{L1}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{-V_C}{2} \quad (4.13)$$

Figura 4.27 – (a) Etapa de operação $Boost_1$ (variável de controle $C+ = 1$); (b) Formas de onda de V_{AN} e V_{BN} , etapas de operação $V+$ e $Boost_1$ (em destaque) e, abaixo está a tensão de modo comum.



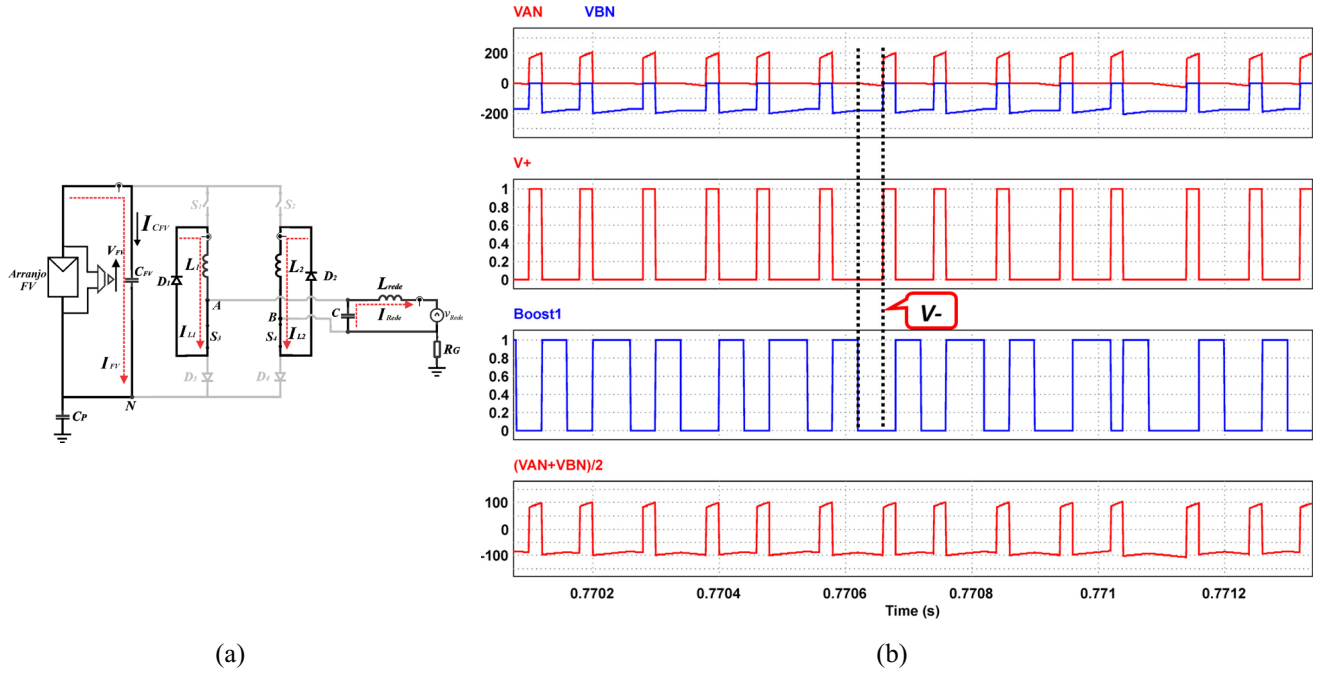
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.28 – (a) Etapa de operação do aumento da tensão do capacitor de saída durante o semiciclo positivo (variáveis de controle $C+ = 1$ e $V+ = 1$) e a transferência de energia do indutor L_1 à rede elétrica; (b) Formas de onda de V_{AN} e V_{BN} , etapas de operação $V+$ (em destaque) e $Boost_1$ e, abaixo está a tensão de modo comum.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.29 – (a) Etapa de operação durante o semiciclo positivo para o desacoplamento do circuito do arranjo FV e do filtro de saída conectado à rede, ocorrendo a interrupção do caminho da corrente de fuga.; (b) Formas de onda de V_{AN} e V_{BN} , etapas de operação $V+$ e $Boost1$ e, abaixo está a tensão de modo comum. Destacou-se o intervalo $V-$.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Tabela 4.8 apresenta um resumo das etapas de operação da topologia MFVCR com suas respectivas tensões de modo comum. Pode-se observar a partir dessa tabela que os Casos 1 e 3 apresentaram a tensão de modo comum de $-V_C/2$, em que V_C é a tensão do capacitor de saída sendo o resultado da soma de $-V_C$ e $-V_{L1}$, uma vez que se trata de uma topologia do tipo fonte de corrente (CSI). O Caso 2, por sua vez, apresentou uma tensão de modo comum diferente das anteriores, tendo valor positivo de $V_C/2$, em que V_C é a tensão do capacitor de saída sendo a soma de V_{FV} e V_{L1} .

Tabela 4.8 – Tensão de Modo Comum V_{Mc} para cada Etapa de Operação (Semiciclo Positivo)

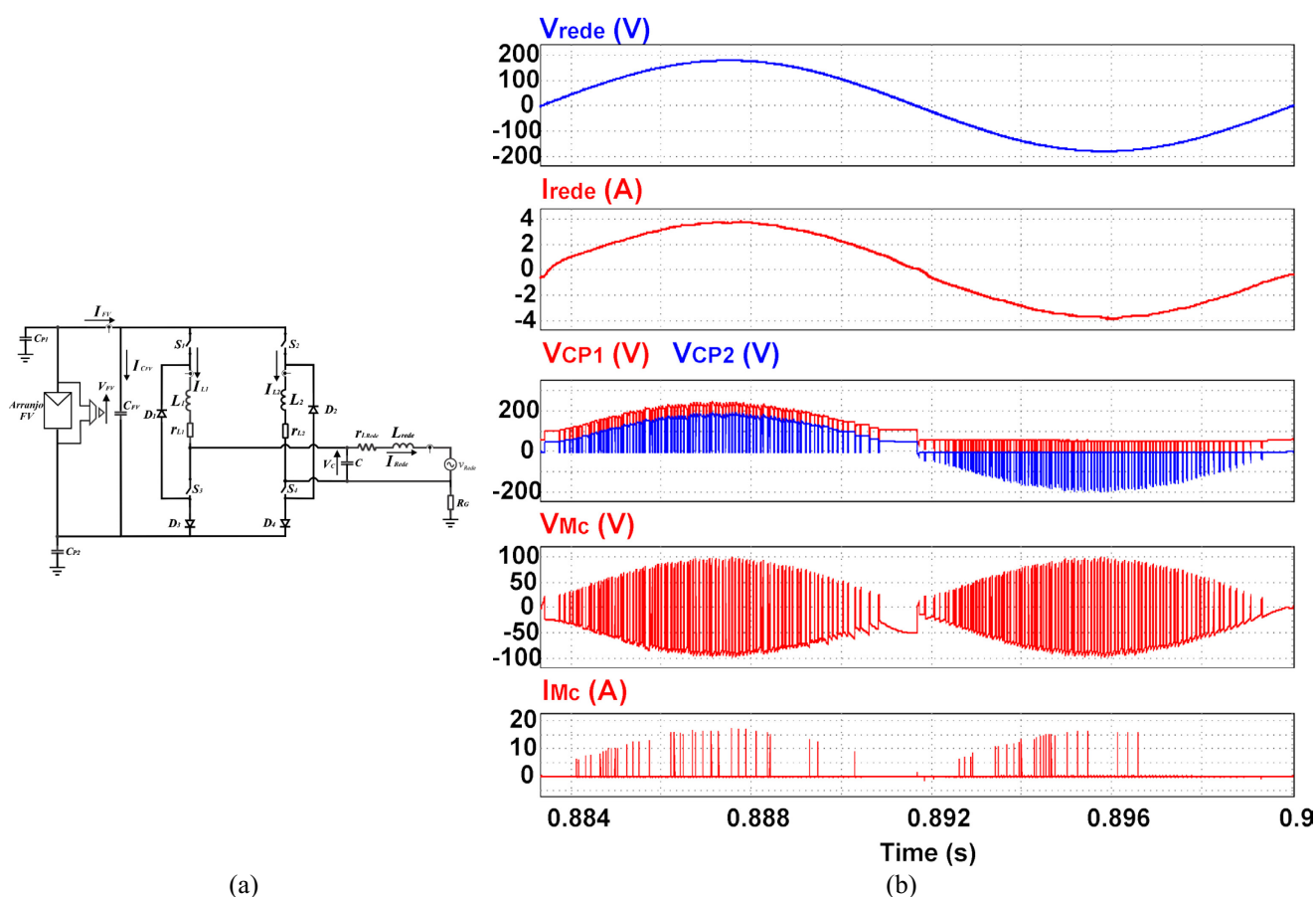
<i>Etapas de Operação</i>	<i>Tensão de Modo Comum</i>
Caso 1: Boost1	$V_{Mc} = \frac{-V_{FV} - V_{L1}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{-V_C}{2}$
Caso 2: V+	$V_{Mc} = \frac{V_{FV} + V_{L1}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{V_C}{2}$
Caso 3: V-	$V_{Mc} = \frac{-V_{FV} - V_{L1}}{2} \Rightarrow V_{Mc} = \frac{-V_C}{2}$

Fonte: Dados do próprio autor.

Para validar a teoria exposta, um teste de simulação foi realizado considerando a capacitância parasita C_P estimada de 50 nF instalada nos polos positivo (C_{P1}) e negativo (C_{P2}) do arranjo FV constituído por dois módulos FV da Amerisolar de 250 Wp conectados em série. Esse teste foi realizado sob a irradiância de 864 W/m² e temperatura dos módulos FV de 50°C.

A Figura 4.30 (a) apresenta o circuito do MFVCR com os capacitores parasitas C_{P1} e C_{P2} . A Figura 4.30 (b) mostra a tensão e corrente da rede, tensões dos capacitores parasitas V_{CP1} e V_{CP2} , a tensão de modo comum V_{Mc} e a corrente de fuga I_{Mc} , sendo seu respectivo valor rms, aproximadamente, de 198 mA.

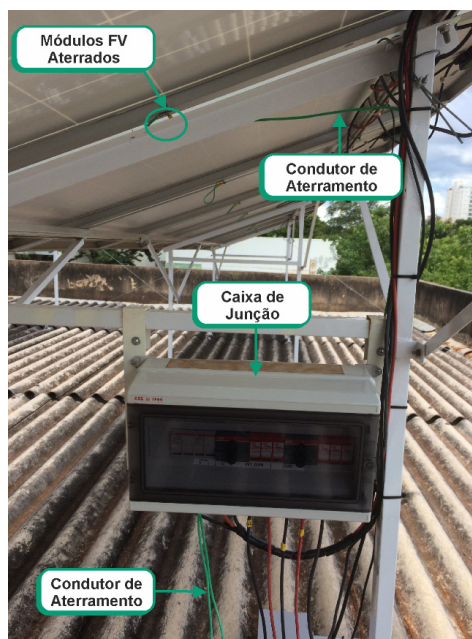
Figura 4.30 – (a) Circuito do MFVCR com capacitores parasitas C_{P1} e C_{P2} , (b) Resultados de simulação para o MFVCR (irradiância em 864 W/m^2 , temperatura dos módulos FV de 50°C e temperatura ambiente de 35°C), apresentando as formas de onda de tensão e corrente da rede, tensões nos capacitores parasitas, tensão de modo comum V_{Mc} e a corrente de fuga I_{Mc} .



Fonte: Dados do próprio autor.

A análise experimental referente à corrente de fuga foi realizada em condições reais de operação, ou seja, utilizando dois módulos FV da Amerisolar instalados no telhado do laboratório como mostra a Figura 4.11 (b). É importante observar que a moldura dos módulos FV instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência da UFU utilizados nos testes foi devidamente aterrada conforme mostra a Figura 4.31. Esse condutor está fixado na moldura dos módulos e passa pela caixa de junção. Dessa caixa, o condutor desce aos inversores, sendo conectado ao quadro geral de baixa tensão. Observa-se que, com esse aterramento, reduz-se a capacitância C_P e, portanto, as correntes de fuga (MYRZIK e CALAIS, 2003).

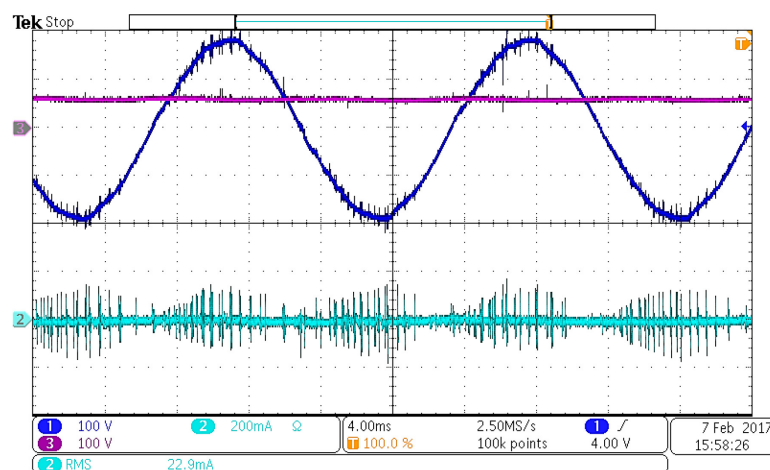
Figura 4.31 – Detalhe do condutor de aterramento dos módulos FV instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os resultados experimentais foram obtidos para a irradiância de 864 W/m^2 , temperatura dos módulos FV de 50°C e temperatura ambiente de 35°C . A medição da corrente foi realizada no lado ca, o qual está conectado à rede através dos condutores de fase e neutro ($127 \text{ V}_{\text{rms}}$). Ambos condutores foram envolvidos na ponteira de corrente da Tektronix (A622). Os resultados experimentais apresentados na Figura 4.32 mostram que a corrente de fuga da topologia proposta tem $22,9 \text{ mA (rms)}$, a qual está em conformidade com a norma DIN VDE 0126-1-1.

Figura 4.32 – (a) Resultados para o conversor operando em condições climáticas reais (irradiância em 860 W/m^2 , temperatura dos módulos FV de 64°C e temperatura ambiente de 38°C). Corrente e tensão da rede, apresentando a corrente de fuga com valor rms de $22,9 \text{ mA}$.



Fonte: Dados do próprio autor.

Foi realizada a comparação das topologias sem transformador analisadas no Capítulo II e as estudadas no Capítulo IV, ou seja, os inversores sem transformador Boost, Buck-Boost, Buck-Boost ressonante, tipo fonte de tensão (VSI) com filtro de saída LCL, tipo fonte de corrente (CSI) com filtro de saída CL, elevador/abaixador, H4 (ponte H convencional); HERIC; H5; H6; inversor com Seis Interruptores e Dois Diodos (JOSEPH e SHAHIN, 2016), (TEY e MEKHILEF, 2016); e, finalmente o MFVCR (topologia proposta). Os resultados dessa comparação estão apresentados na Tabela 4.9, a qual mostra a capacitância parasita C_P utilizada nos testes de simulação e experimentais, número de interruptores e de estágios de processamento de potência, corrente de fuga medida (mA rms) e rendimento máximo (%).

De acordo com a referência (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011), verificam-se que diversas topologias sem transformador foram desenvolvidas pelos fabricantes exclusivamente para a obtenção de elevado rendimento e para manter a corrente de fuga I_{Mc} e a injeção de corrente cc dentro dos limites de segurança, tais como o H5 e o HERIC. No entanto, o MFVCR é uma nova topologia de estágio único e apresenta resultados similares em relação às demais topologias, conforme mostra a Tabela 4.9. Por exemplo, a topologia HERIC apresentou, por meio de testes de simulação a corrente de fuga de 132 mA rms e o MFVCR resultou em 198 mA rms. Evidencia-se que, para o desenvolvimento de um equipamento comercial, são requeridos maiores esforços em trabalhos futuros, tendo em vista a mitigação das correntes de fuga para essa topologia como requerida pela norma DIN VDE 0126-1-1.

Tabela 4.9 – Comparação de inversores sem transformador, incluindo o proposto MFVCR

<i>Topologia</i>	<i>Capacitância Parasita (C_P) / kW</i>	<i>Número de Interruptores</i>	<i>Número de Estágios</i>	<i>Corrente de Fuga Medida (mA rms)</i>	<i>Rendimento Máximo (%)</i>
Inversor Boost (MENESES, BLAABJERG, <i>et al.</i> , 2013)	****	4	1	****	****
Inversor Buck-Boost (MENESES, BLAABJERG, <i>et al.</i> , 2013)	****	4	1	****	80
Inversor Buck-Boost Ressonante (MENESES, BLAABJERG, <i>et al.</i> , 2013)	****	4	1	****	****
Inversor Tipo Fonte de Tensão (VSI) – filtro de saída LCL (WU e BLAABJERG, 2013)	****	4	1	****	****
Inversor Tipo Fonte de Corrente (CSI) – filtro de saída CL (WU e BLAABJERG, 2013)	****	4	1	****	****
Inversor Elevador/Abaixador (PIAZZA e BARBI, 2014)	****	4	1	****	89,375
H4 (JOSEPH e SHAHIN, 2016)*	100 nF	4	1	472	****

<i>Topologia</i>	<i>Capacitância Parasita (C_p) / kW</i>	<i>Número de Interruptores</i>	<i>Número de Estágios</i>	<i>Corrente de Fuga Medida (mA rms)</i>	<i>Rendimento Máximo (%)</i>
HERIC (JOSEPH e SHAHIN, 2016)*	100 nF	6	1	132	****
H5 (TEY e MEKHILEF, 2016)**	100 nF	5	1	27,6	94,68
H6 (JOSEPH e SHAHIN, 2016)*	100 nF	6	1	92	****
Inversor com Seis Interruptores e Dois Diodos (TEY e MEKHILEF, 2016)**	100 nF	6	1	17,4	94,75
MFVCR (Topologia Proposta)**	50 nF***	4	1	22,9 (Experimental) 198 (Simulação)	93

*Foram apresentados apenas os resultados de simulação.

**Resultados de Simulação e Experimentais.

*** MFVCR testado para um arranjo FV de 500 Wp.

**** Não informado pelos autores.

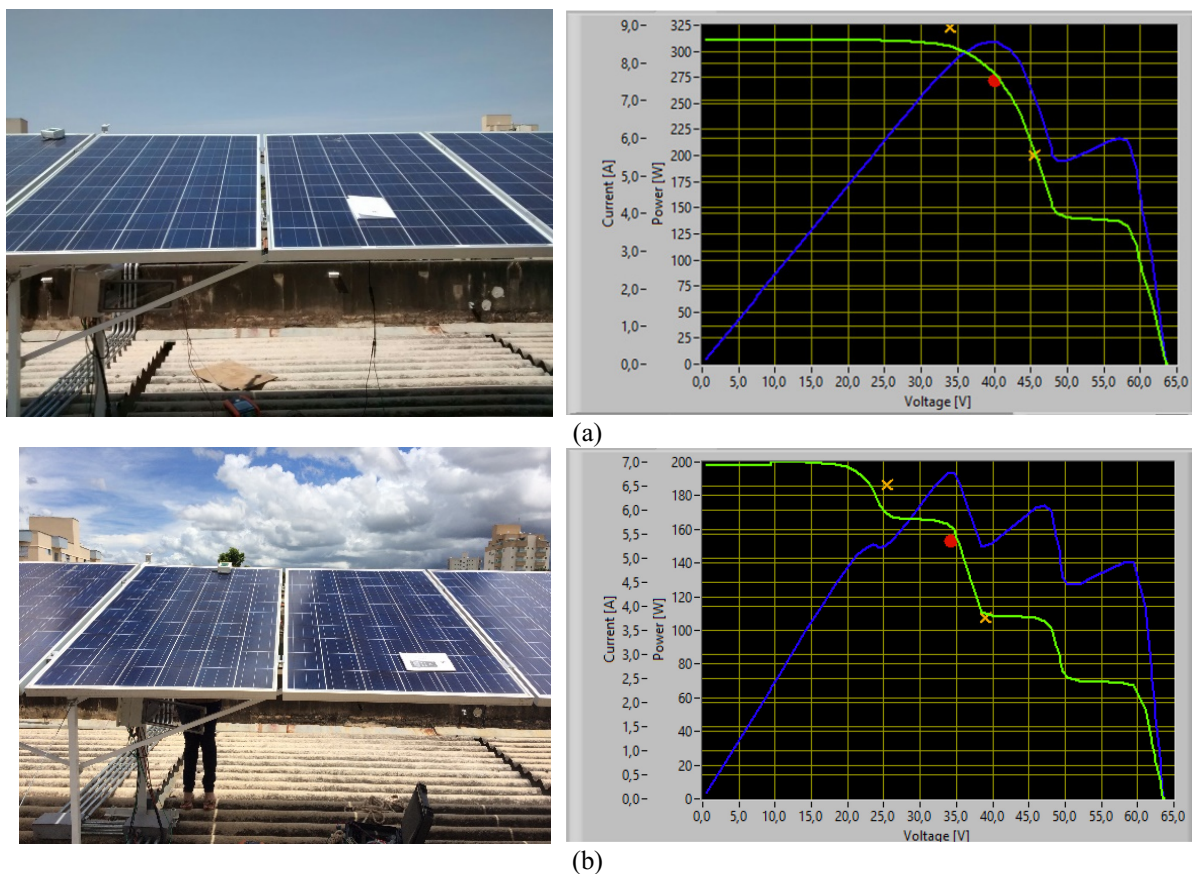
Fonte: (MENESES, BLAABJERG, *et al.*, 2013), (WU e BLAABJERG, 2013), (PIAZZA e BARBI, 2014), (JOSEPH e SHAHIN, 2016), (TEY e MEKHILEF, 2016) e (WU e BLAABJERG, 2013).

4.5.4 Operação do MFVCR sob Diferentes Condições de Sombreamento Parcial

Os sombreamentos parciais podem ser causados por construções próximas, árvores, antenas, chaminés, dentre outros. Para a validação do MPPT P&O Modificado “Gama” sob sombreamento parcial, foram efetuados ajustes na frequência em que as perturbações da variável “Gama” ocorrem, para o rápido rastreamento do ponto global de máxima potência, evitando que o algoritmo persista nos pontos falsos de máxima potência.

Foi realizado um sombreamento parcial em um dos dois módulos FV da Amerisolar (250 Wp) do arranjo e as curvas I-V e P-V resultantes estão ilustradas na Figura 4.33 (a) e (b). Os módulos foram caracterizados utilizando o equipamento Solar I-V da HT Instruments® e, então os pontos coletados foram inseridos no Simulador de Arranjo FV (SAS) da Regatron® modelo TopCon Quadro para testar essa condição no MFVCR. A Figura 4.33 (a) mostra o inversor extraíndo a máxima potência para a primeira condição de sombreamento (apenas um módulo sombreado), com os módulos sob a irradiância de 1033 W/m² e temperatura dos módulos em 55,1°C (ponto vermelho na curva I-V, P_{máx} = 309,05 W). Outro teste de sombreamento parcial foi implementado em ambos os módulos FV e as curvas I-V e P-V resultantes estão ilustradas na Figura 4.33 (b) demonstrando também a extração pelo inversor da máxima potência em 1018 W/m² e a temperatura dos módulos de 56,2°C (P_{máx} = 194,19 W).

Figura 4.33 – (a) Sombreamento parcial em apenas um módulo FV da Amerisolar do arranjo e as curvas I-V e P-V resultantes, mostrando a extração da máxima potência para a irradiância de 1033 W/m^2 e temperatura dos módulos em $55,1^\circ\text{C}$; (b) Sombreamento parcial em ambos os módulos FV e as curvas I-V e P-V resultantes, mostrando a extração da máxima potência para a irradiância de 1018 W/m^2 e a temperatura dos módulos em $56,2^\circ\text{C}$.

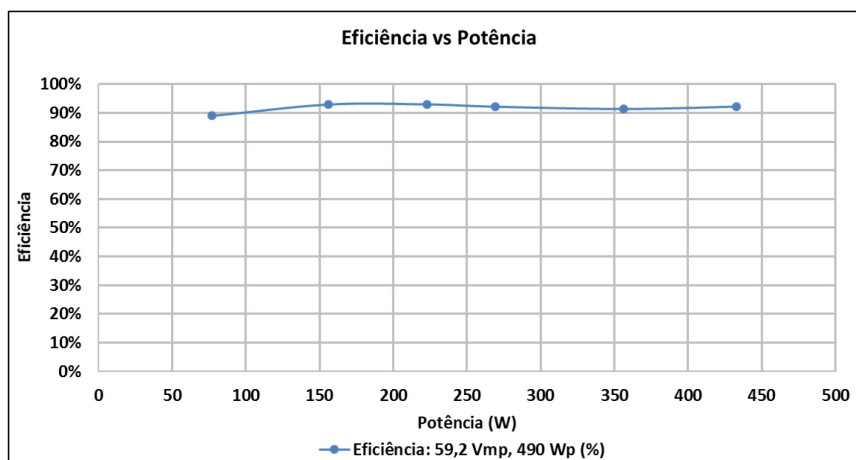


Fonte: Dados do próprio autor.

4.5.5 Análise do Rendimento e Conteúdo Harmônico da Corrente Injetada

Sabendo que o conversor proposto apresenta número reduzido de componentes, realizou-se uma medição do rendimento para diferentes potências de saída, mantendo as condições de alimentação iguais, com dois módulos de 245 Wp conectados em série operando em 1000 W/m^2 e 25°C (CTP), como está ilustrado na Figura 4.34. Assim, para a faixa de potência de saída de 77 W até 432,9 W (saída), verificou-se que o rendimento máximo da estrutura é de 93 %, para a potência de saída de 223 W. Além disso, através da curva de rendimento é possível obter os rendimentos ponderados Europeus e da CEC (*California Energy Commission*), sendo seus valores, respectivamente, 87,66% e 90,26%.

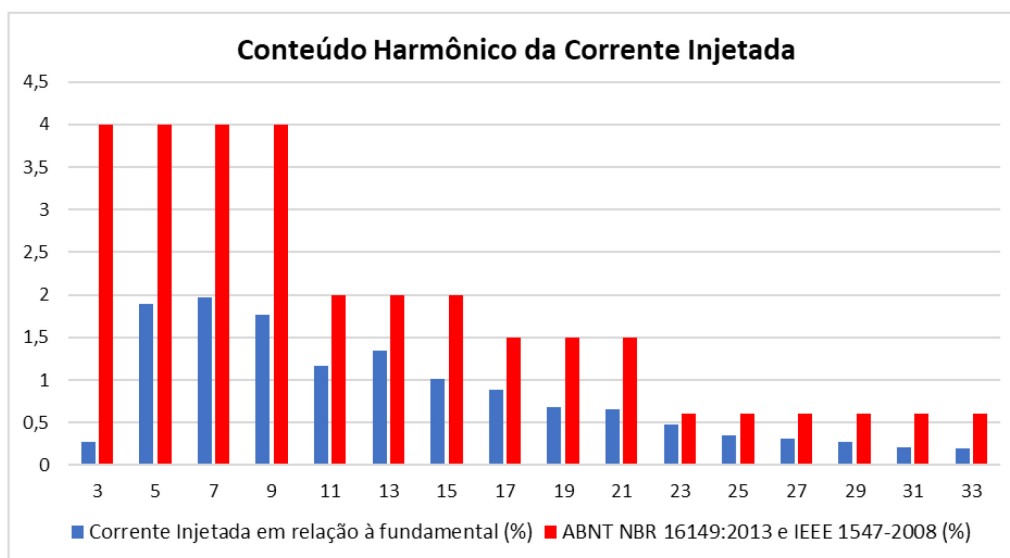
Figura 4.34 – Curva de rendimento em função da potência de saída, considerando a potência de entrada um arranjo fotovoltaico de 490 Wp, operando nas condições de teste padrão (CTP).



Fonte: Dados do próprio autor.

De acordo com a Figura 4.35, verifica-se que as componentes harmônicas individuais ímpares da 3ª até a 33ª ordens, estão em conformidade com os limites estabelecidos na norma IEEE 1547-2008, os quais são os mesmos valores da norma brasileira ABNT NBR 16149 (2013). Observa-se que ambas definem os requisitos mínimos para a interconexão de fontes distribuída nos Sistemas Elétricos de Potência (SEP). É importante observar que o DHT de tensão no ponto de conexão (ponto de acoplamento comum) foi igual a 2,76 % antes da conexão do inversor à rede elétrica. Para a condição nominal de operação, o conversor apresentou DHT_r igual a 4,49 %, atendendo os limites individuais das componentes harmônicas.

Figura 4.35 – Conteúdo harmônico da corrente injetada na rede elétrica comparado com os requisitos das normas IEEE 1547-2008 e ABNT NBR 16149.



Fonte: Dados experimentais, (IEEE, 2003) e (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2013).

4.6 Exemplos de Microinversores Comerciais Conectados à Rede Elétrica para Sistemas Fotovoltaicos

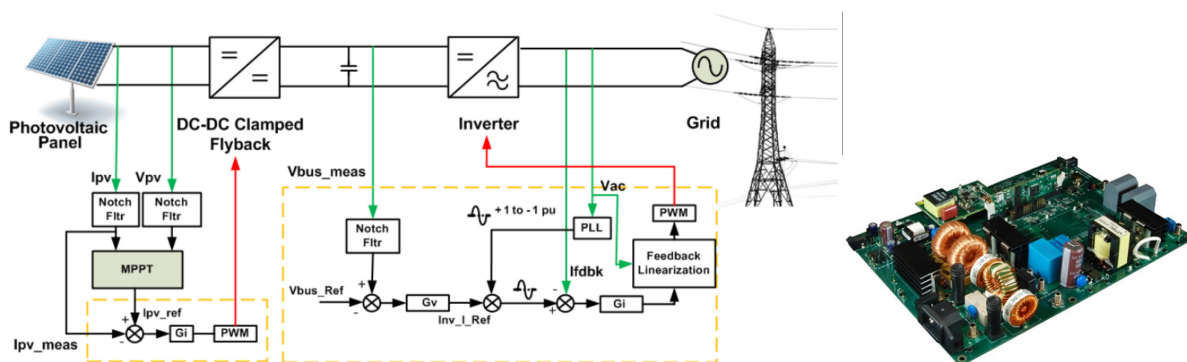
Os microinversores disponibilizados comercialmente são fisicamente compactos, sendo esse um requisito para a instalação abaixo dos módulos, constituindo um módulo-ca. Eles têm travas que permitem essa instalação e conectores específicos tanto para o lado cc (MC4), quanto para o lado ca, permitindo também a conexão de outros microinversores em paralelo.

A título de comparação, serão apresentados dois microinversores desenvolvidos por fabricantes de microcontroladores, os quais são voltados ao uso didático facilitando a realização de testes experimentais e a implementação de outras técnicas de controle já com o circuito de potência definido. As principais formas de onda que os fabricantes forneceram estão apresentadas.

4.6.1 Microinversor Fotovoltaico – *Texas Instruments*[®]

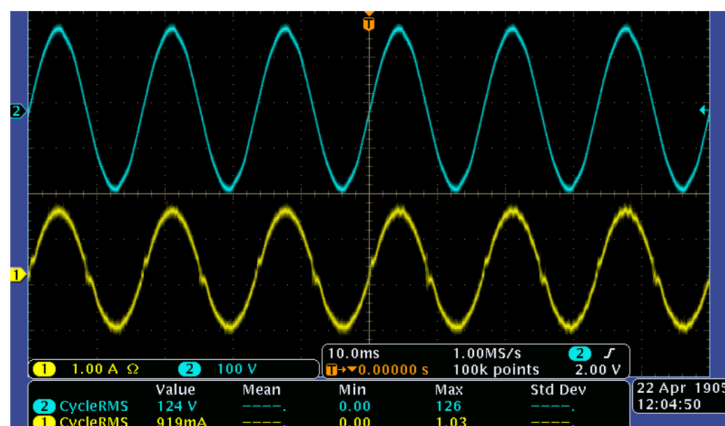
A malha de controle utilizada para o inversor da *Texas Instruments*[®] está ilustrada na Figura 4.36, em que é possível observar a presença de dois estágios: Flyback utilizado como um conversor elevador de tensão (cc-cc) e inversor (cc-ca). Ele suporta as tensões de 28 a 45 V de entrada e potências de saída de até 280 W para 220 V e até 140 W para 110 Vac. As formas de onda de tensão e de corrente injetada na rede elétrica estão ilustradas na Figura 4.37 (INSTRUMENTS, 2014), sendo bem semelhantes aos obtidos pelo Microinversor Boost proposto (MFVCR).

Figura 4.36 – Diagrama esquemático do controle do Microinversor conectado à rede com dois estágios (Flyback e Inversor) e ilustração do kit.



Fontes: (INSTRUMENTS, 2014) e (TAO e XUE, 2013).

Figura 4.37 – Formas de onda da tensão da rede (em azul) e corrente injetada (em amarelo).



Fontes: (INSTRUMENTS, 2014) e (TAO e XUE, 2013).

4.6.2 Microinversor Fotovoltaico – *Microchip*[®]

O microinversor FV conectado à rede da *Microchip*[®] está ilustrado na Figura 4.38, notando-se a utilização de componentes pequenos para o circuito de potência. O controle da corrente injetada na rede opera em função da potência disponível no lado de entrada, utilizando o algoritmo de MPPT. Esse sistema tem as seguintes especificações: potência de entrada de 220 W; fator de rastreamento do MPPT de 99,5%; faixa de tensão do MPPT de 25 a 45 Vcc; faixa de tensão de saída ca de 180 a 264 V (45 a 55 Hz); 90 a 140 V (55 a 65 Hz); distorção harmônica total da corrente de saída (DHT_i) menor que 5 %.

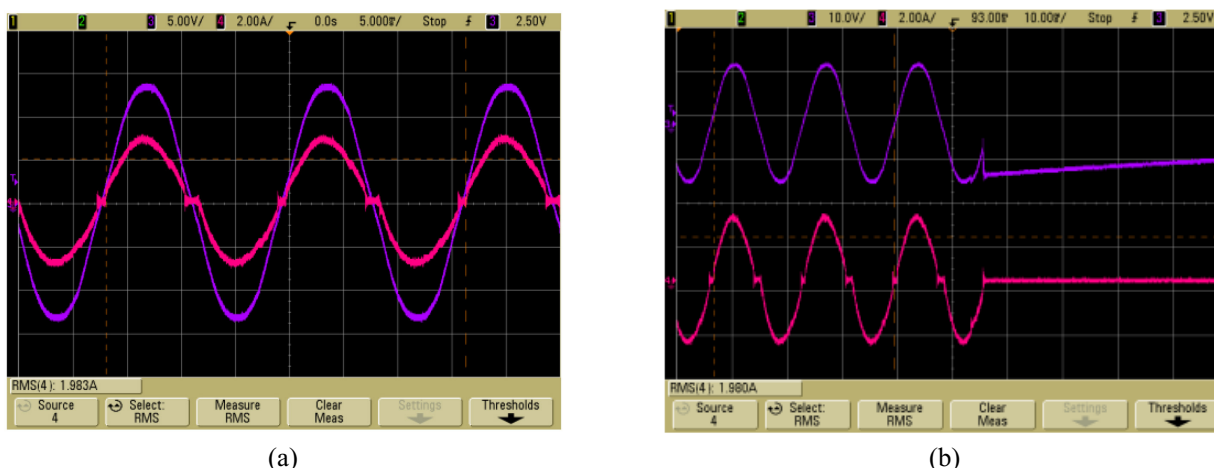
Figura 4.38 – Microinversor da *Microchip*[®] como referência para projetos didáticos e malha de controle da corrente injetada.



Fonte: (MICROCHIP, 2010).

A Figura 4.39 (a) mostra as formas de onda de tensão e de corrente obtidas pelo microinversor da *Microchip* em regime permanente. A Figura 4.39 (b) apresenta a operação da técnica de anti-ilhamento implantada no Microinversor, em que o mesmo é desligado quando ocorre alguma falha ou interrupção do fornecimento da rede elétrica.

Figura 4.39 – (a) Tensão e corrente da rede elétrica; (b) operação do sistema de anti-ilhamento.



Fonte: (MICROCHIP, 2010).

4.7 Conclusão

O Capítulo IV apresentou os resultados de simulação e experimentais do Microinversor operando conectado à rede elétrica (MFVCR). Foram realizadas simulações no PSIM® com os dados dos módulos FV da Yingli de 245 Wp (dois módulos conectados em série). Foram realizados testes em regime permanente e sob diferentes condições de irradiância, inclusive sob sombreamento parcial, avaliando-se o desempenho do MPPT P&O Modificado “Gama”. Além disso, foram realizados testes experimentais que mostraram elevado rendimento da extração da máxima potência disponível no arranjo FV. A malha de controle de injeção de corrente à rede com o Proporcional-Ressonante (P-Res) resultou, para a condição nominal de operação, a distorção harmônica total de corrente (DHT_I) de 4,49% e fator de potência igual a 0,993, atendendo aos limiares estabelecidos pelas normatizações IEEE 1547, IEEE 929 (2000) e ABNT NBR 16149 (2013) e ABNT NBR 16150 (2013).

Com o intuito de mitigar as componentes harmônicas predominantes na corrente injetada na rede (3^a, 5^a e 7^a ordens), foi apresentado o controlador P-Res com Compensador Harmônico (P-Res+CH) com resultados de simulação e experimentais satisfatórios. Foi elaborado um estudo através de simulações e resultados experimentais acerca da Corrente de Fuga do MFVCR. Os testes de simulação mostraram a corrente de fuga de 198 mA, próximo ao resultado obtido com a topologia HERIC, sendo necessários para o desenvolvimento de um equipamento comercial, maiores esforços para que essa topologia atenda à norma DIN VDE 0126-1-1. No final do Capítulo, foram apresentados resultados experimentais de *kits* didáticos de microinversores, os quais se assemelham aos obtidos com o MFVCR.

CAPÍTULO V

Conclusões Gerais

5.1 Conclusões

Esta tese apresentou, em linhas gerais, as principais características da nova topologia de Microinversor Boost de Estágio Único sem transformador que pode ser aplicado em sistemas FV autônomos e conectados à rede elétrica com número reduzido de interruptores e diodos. Para o Microinversor Boost com carga isolada (MFVCI), a tensão de saída V_o é completamente controlada e amplificada sem a necessidade de um conversor elevador de tensão cc-cc independente e/ou transformador. Com essa topologia, obteve-se um elevado rendimento máximo de 93% (MELO, GARCIA, *et al.*, 2013), se comparado à topologia inversor Buck-Boost com rendimento máximo de 80% (MENESES, BLAABJERG, *et al.*, 2013) e o inversor Elevador/Abaixador (PIAZZA e BARBI, 2014) com 89,375%.

Foi realizado um estudo detalhado do MFVCR (Microinversor Boost para Sistemas Fovoltáicos Conectados à Rede), o qual apresentou elevada eficiência e custo reduzido se comparado às outras topologias de microinversores encontradas no mercado. Isso se deve ao número reduzido de componentes, de estágios de processamento de energia e ausência de transformadores. Os resultados de simulação corroboraram a estratégia de controle desenvolvida exclusivamente para o MFVCR, a qual proporciona uma tensão no capacitor de saída totalmente controlada e corrente injetada na rede com baixa distorção harmônica total (2,67%) sob condições nominais de operação (1000 W/m² e 25°C), atendendo às normas estudadas no Capítulo II. Tal resultado foi obtido devido ao uso do compensador Proporcional-Ressonante (P-Res). Os resultados do fator de rastreamento do MPPT implementado atingiram valores próximos a 99%, comprovando a confiabilidade do método P&O Modificado “Gama”.

Os resultados experimentais corroboraram com a estratégia de controle desenvolvida. Foram realizados testes experimentais do MFVCR no protótipo desenvolvido de 500W, utilizando dois módulos da Amerisolar de 250 Wp conectados em série e com o emulador FV para os testes de sombreamento parcial. Esse arranjo FV de 500 W se encontra instalado no telhado do laboratório.

A corrente de saída totalmente controlada obtida experimentalmente teve baixa distorção harmônica (4,49%) e fator de potência unitário em condições nominais de potência e operação estável durante regime transitório e estão em conformidade com as normas IEEE 1547-2008, IEEE 929-2000 e as normas brasileiras ABNT NBR 16149 e ABNT NBR 16150. Dessa forma, a confiabilidade do compensador Proporcional-Ressonante (P-Res) foi estudada e provou-se satisfatória no rastreamento da referência senoidal da corrente a ser injetada na rede. O fator de rastreamento do MPPT também foi avaliado e os resultados dos testes mostraram valores de 99%, comprovando a confiabilidade com baixo nível de complexidade de implementação do método de MPPT P&O Modificado “Gama”.

Foram realizados testes com o P-Res adicionado do Compensador Harmônico (CH) para as ordens harmônicas predominantes na corrente injetada (3^a, 5^a e 7^a). Testes de simulação apresentaram redução do DHT_I com a utilização do P-Res+CH em relação ao P-Res convencional de 3,095% para 2,22% e experimentais de 4,55% para 4,07%.

A topologia MFVCR apresenta duas etapas de operação que desacoplam o arranjo FV do filtro de saída e da rede. Durante as etapas Boost e de Desacoplamento, o caminho da corrente de fuga é interrompido, minimizando-a. A análise teórica através de simulações e experimental da corrente de fuga foi realizada, mostrando resultados coerentes se comparados a outras topologias como a HERIC. Claramente, são necessários maiores esforços para atender completamente aos critérios da DIN VDE 0126-1-1.

5.2 Propostas para Trabalhos Futuros

Em trabalhos futuros serão desenvolvidas técnicas de controle para o Microinversor de estágio único sem transformador operando com controle de chaveamento PWM ou preditivo com a utilização de FPGA para a execução desta funcionalidade, tanto para o MFVCI quanto para o MFVCR. Isso garante que a frequência de chaveamento permaneça constante, facilitando o projeto dos dispositivos armazenadores de energia, tais como capacitores e indutores. Para o sistema isolado (MFVCI), poderá ser estudada a implantação de controladores de carga de baterias para suprir a demanda de cargas com autonomia satisfatória.

Além disso, serão estudadas em futuros projetos de pesquisa, técnicas de anti-ilhamento mais adequadas para essa nova topologia, incluindo a realização de novos testes em conformidade com os ensaios apontados na ABNT NBR 16150. Dessa forma, será possível

verificar se o MFVCR proposto atende a todos os requisitos apontados nessa norma e por normas internacionais.

A estrutura proposta ainda apresenta alguns desafios, tais como a redução do número de sensores e redução da distorção harmônica total da corrente injetada (DHT_1) durante baixas condições de irradiância e elevadas temperaturas. Essas condições climáticas reduzem significativamente a potência gerada pelo sistema FV.

5.3 Publicações do Trabalho Proposto

O trabalho proposto resultou nas seguintes publicações em Congressos Nacionais e Internacionais.

- **INDUSCON 2012**: MELO, F. C.; GARCIA, L. S.; BORGES, F. A.; BUIATTI, G. M.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., **Nova Topologia de Inversor de Único Estágio com Elevado Ganho de Tensão para Sistemas Baseados em Fontes Alternativas de Energia**. In: 10 th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2012, Fortaleza. 10 th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012.

- **APEC 2013**: Melo, Fernando C.; Garcia, Lucas S.; Buiatti, Gustavo M.; de Freitas, Luiz C.; Coelho, Ernane A.A.; Farias, Valdeir J.; Freitas, Luiz C.G., "**Novel transformerless single-stage 4-switches Buck-Boost Inverter**," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, vol., no., pp.2811-2816, 17-21 March 2013.

- **EUPVSEC 2013 (Recebeu o “EU PVSEC Student Award”)**: MELO, F. C. et al. **Transformerless Microinverter for PV Systems**. 28 th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition. Paris: [s.n.]. 2013. p. 2902-2907.

- **PEDG 2015**: de Lima, R.R.; Melo, F.C.; Garcia, L.S.; Freitas, L.C.; Coelho, E.A.A.; Farias, V.J.; Freitas, L.C.G., "**Design and modeling of a transformerless hybrid inverter system using a fuel cell as energy storage element for microgrids with sensitive loads**," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2015 IEEE 6th International Symposium on*, vol., no., pp.1-8, 22-25 June 2015.

- **EUPVSEC 2017**: MELO, F. C.; GODOI, R. R.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; VIERA JR., J. B.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.; “**Performance Analysis of the Proposed Single-Stage Transformerless Boost Grid-Connected Microinverter (STBM) under Partial Shading Conditions**”.33 rd European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition: [s.n] 2017.

Apresentação em eventos (feiras) nacionais:

- **Inova MG FAPEMIG 2016** – Apresentação do projeto Módulo-CA fotovoltaico com Microinversor de estágio único conectado à rede elétrica; Belo Horizonte – MG.
- **4ª Feicintec (Feira de Ciências e Inovações Tecnológicas)** – Evento realizado pelo CREA-MG. Apresentação do projeto Módulo-CA fotovoltaico com Microinversor de estágio único conectado à rede elétrica Belo Horizonte – MG (Outubro – 2016)

Publicação em artigo de revista internacional Qualis A1:

- **IEEE Transactions on Industrial Electronics**: MELO, F. C.; GARCIA, L. S.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., "Proposal of a Photovoltaic AC-Module with a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost Microinverter (STBM)," **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2017 (MELO, GARCIA, *et al.*, 2017).

Referências Bibliográficas

- ABB. **PVI-3.0/3.6/4.2 (Europe & APAC)**, 2016. Disponível em: <<http://new.abb.com/power-converters-inverters/solar/string/single-phase/pvi-3-0kw-3-6kw-4-2kw>>. Acesso em: 12 set. 2016.
- Ahmed, A. **Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2000. 479 p.
- AMBIENTE ENERGIA. **Campinas terá fábrica de painéis solares da BYD em 2017**, 2016. Disponível em: <<https://www.ambienteenergia.com.br/index.php/2016/08/campinas-tera-fabrica-de-paineis-solares-da-byd-em-2017/30043>>. Acesso em: 19 Setembro 2016.
- ANEEL. **Chamada Nº013/2011 - Projeto Estratégico: Arranjos técnicos e comerciais para inserção da geração solar fotovoltaica na matriz energética brasileira**. ANEEL. [S.l.]. 2012.
- ANEEL. REN 481. **Resolução Normativa Nº 481, de 17 de Abril de 2012**, 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012481.pdf>>. Acesso em: 18 Dezembro 2012.
- ANEEL. REN 482. **Resolução Normativa Nº 482, de 17 de Abril de 2012**, 17 Abril 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>>. Acesso em: 18 Dezembro 2012.
- ANEEL. REN 687. **Resolução Normativa Nº 687, de 24 de Novembro de 2015**, 24 Novembro 2015. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Acesso em: 5 Abril 2016.
- ANEEL. Geração Distribuída. **Unidades Consumidoras com Geração Distribuída**, 2017. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Fonte.asp>. Acesso em: 24 Abril 2017.
- ANEEL. Geração Distribuída - Resumo Estadual. **Unidades Consumidoras com Geração Distribuída**, 2017. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Estadual.asp>. Acesso em: 24 Abril 2017.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 5410: Instalações elétricas de baixa tensão**. ABNT. Rio de Janeiro. 2004.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 16149: Sistemas Fotovoltaicos (FV) - Características da Interface de Conexão com a Rede Elétrica de Distribuição**. ABNT. Rio de Janeiro. 2013.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 16150: Sistemas Fotovoltaicos (FV) - Características da Interface de Conexão com a Rede Elétrica de Distribuição - Procedimento de Ensaio de Conformidade**. ABNT. Rio de Janeiro. 2013.
- BARBOSA, V. Revista EXAME.com. **A nova era da energia renovável já começou no Brasil**, 2015. Disponível em: <<http://exame.abril.com.br/economia/noticias/a-nova-era-da-energia-renovavel-ja-comecou-no-brasil>>. Acesso em: 31 Julho 2016.

- BLAABJERG, F. et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 53, n. 5, October 2006. 1398-1409. <https://doi.org/10.1109/TIE.2006.881997>
- BLEWITT, W. M. et al. Approach to low-cost prevention of DC injection in transformerless grid connected inverters. **IET Power Electronics**, 3, n. 1, January 2010. 111-119. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2008.0319>
- BONN, R. H. **Developing a "next generation" PV inverter**. Photovoltaic Specialists Conference, 2002. [S.l.]: Conference Record of the Twenty-Ninth. 2002. p. 1352-1355. <https://doi.org/10.1109/PVSC.2002.1190860>
- BRITO, M. A. G. **Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de mppt, detecção e proteção de ilha, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica**. Universidade Estadual Paulista (UNESP), Tese de Doutorado. [S.l.]. 2013.
- BRITO, M. A. G. et al. **Evaluation of MPPT techniques for photovoltaic applications**. 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Gdansk: [s.n.]. 2011. p. 1039-1044.
- BUSO, S.; MATTAVELI, P. **Digital Control in Power Electronics**. San Rafael, CA: Morgan and Claypool Publishers, v. Book 2, 2006. 158 p.
- CACERES, R. O.; BARBI, I. A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 14, n. 1, Jan 1999. 134-141. <https://doi.org/10.1109/63.737601>
- CAIXA ECONÔMICA FEDERAL. Habitação Popular. **Minha Casa Minha Vida**, 2016. Disponível em: <<http://www.caixa.gov.br/voce/habitacao/minha-casa-minha-vida/Paginas/default.aspx>>. Acesso em: 19 Setembro 2016.
- CEMIG DISTRIBUIÇÃO S.A. Manual de Distribuição. **Requisitos para a Conexão de ACESSANTES ao Sistema de Distribuição CEMIG D - Conexão em Baixa Tensão**, 2016. Disponível em: <<https://www.cemig.com.br/pt-br/atendimento/Clientes/Documents/Normas%20T%C3%A9cnicas/ND.5.30.pdf>>. Acesso em: 14 Agosto 2016.
- CHAVES, E. N. et al. **Internal Model Control design applied to single-phase grid-connected inverters**. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). Fortaleza: [s.n.]. 2015. p. 1-6.
- CHEN, B. et al. **A high efficiency and reliability single-phase photovoltaic micro-inverter with high magnetics utilization for nonisolated AC-module applications**. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, CO: [s.n.]. 2013. p. 2406-2411.
- CIOBORATU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. **Control of single-stage single-phase PV inverter**. 2005 European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden: [s.n.]. 2005. p. 10.

- CIOBOTARU, M.; AGELIDIS, V.; TEODORESCU, R. **Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on PLL for grid-connected PV inverters**. 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes: [s.n.]. 2008. p. 4569-4576.
- DE BRITO, M. A. G. E. A. **Tri-state single-phase integrated inverters with output power decoupling control**. SPEEDAM 2012 - 21st International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 293-297.
<https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2012.6264538>
- DE LIMA, R. R. et al. **Design and modeling of a transformerless hybrid inverter system using a fuel cell as energy storage element for microgrids with sensitive loads**. 2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). [S.l.]: [s.n.]. 2015. p. 1-8.
- DOS SANTOS, E.; DA SILVA, E. R. **Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages**. [S.l.]: John Wiley & Sons, v. 46, 2014. p. 376.
<https://doi.org/10.1002/9781118886953>
- ENERGIA, M. D. M. **Brasil lança Programa de Geração Distribuída com destaque para energia solar**, 2016. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030>. Acesso em: 30 jun. 2016.
- ERICKSON, R. W.; ROGERS, A. P. **A Microinverter for Building-Integrated Photovoltaics**. Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. Washington, DC: [s.n.]. 2009. p. 911-917.
<https://doi.org/10.1109/APEC.2009.4802771>
- ESPINOZA, J.; JOOS, G.; ZIOGAS, P. **An integrated three-phase voltage regulated current source inverter topology**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'93. Budapest, Hungary: [s.n.]. 1993. p. 663-668.
<https://doi.org/10.1109/ISIE.1993.268725>
- FIGUEREDO, R. S. et al. **Leakage current minimization techniques for single-phase transformerless grid-connected PV inverters - An overview**. 2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). Gramado: [s.n.]. 2013. p. 517-524.
- FREBEL, F. et al. **Transformer-less 2 kW non isolated 400 VDC/230 VAC single stage micro inverter**. 2016 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). Austin, TX: [s.n.]. 2016. p. 1-6.
- G1. G1 - Economia. **Leilão de energia de reserva contrata 1,47 GW em usinas eólicas e solares**, 2015. Disponível em: <<http://g1.globo.com/economia/noticia/2015/11/leilao-de-energia-de-reserva-contrata-14-gw-em-usinas-eolicas-e-solares.html>>. Acesso em: 31 Julho 2016.
- Garcia, L. S. **Inversor dual de único estágio aplicado ao gerenciamento de energia de um painel fotovoltaico e uma célula a combustível**. Tese (Doutorado em Engenharias) - Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 147. 2015.

GARCIA, L. S. et al. **New Control Strategy Applied to a CSI Inverter with Amplified Sinusoidal Output Voltage: Analysis, Simulation and Experimental Results**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose: [s.n.]. 2010. p. 2121-2126.

GARCIA, L. S. et al. Single-stage Current Source Inverter with Amplified Sinusoidal Output Voltage: Analysis, Simulation and Experimental Results. **SOBRAEP - Eletrônica de Potência**, 16, 2011. 222-232.

GARCIA, L. S. et al. Evaluation of a single-stage current source inverter with high-voltage gain supplied by a polymer electrolyte membrane fuel cell. **IET Power Electronics**, November 2012. 1834-1846. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2011.0375>

GARCIA, L. S. et al. Dual Transformerless Single-Stage Current Source Inverter With Energy Management Control Strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 10, Oct. 2013. 4644-4656. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2234139>

GO GREEN SOLAR. Datasheet. **Amerisolar AS-6P30-250,250 Watt Solar Panels**, 2016. Disponível em: <<http://www.gogreensolar.com/products/amerisolar-as-6p30-250-250-watt-solar-panels>>. Acesso em: 19 Setembro 2016.

GREEN, E. **REN 482 foi atualizada e passará a ser denominada REN 687**, 2015. Disponível em: <<http://energygreenbrasil.com.br/ren-482-foi-atualizada-e-passara-a-ser-denominada-ren-687/>>. Acesso em: 17 jun. 2016.

GREENPRO. Projeto parcialmente financiado pela Comissão Europeia, designadamente através do programa ALTENER. **Energia Fotovoltaica - Manual sobre tecnologias, projecto e instalação**, 2004. Disponível em: <<http://www.greenpro.de/po/index.html>>. Acesso em: 29 Julho 2016.

HARB, S. et al. **A three-port Photovoltaic (PV) micro-inverter with power decoupling capability**. 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Fort Worth, TX: [s.n.]. 2011. p. 203-208.

HOSSEINI, E. Modeling and Simulation of Choppers Switching via MATLAB/SIMULINK. **Scientific Bulletin of the "Petru Maior" University of Targu Mures**, 12, n. 1, 2015. 10.

HOYMILES. **500 W Micro Inverter**, 2016. Disponível em: <<http://en.hoymiles.com/500W-Solar-PV-Microinverter.html>>. Acesso em: 13 Setembro 2016.

HOYMILES. **250W Solar PV Microinverter**, 2017. Disponível em: <<http://en.hoymiles.com/250W-Solar-PV-Microinverter.html>>. Acesso em: 10 Abril 2017.

HU, H. et al. A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters with Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 6, June 2013. 2711-2726. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2221482>

HU, H. et al. A Single-Stage Microinverter Without Using Eletrolytic Capacitors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 6, June 2013. 2677-2687. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2224886>

IEEE. **IEEE Std. 929: Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems**. IEEE. [S.l.]. 2000.

- IEEE. **IEEE Std 1547: IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems**. IEEE. [S.l.], p. 1-16. 2003.
- IEEE. **IEEE Standard 762-2006 - IEEE Standard Definitions for Use in Reporting Electric Generating Unit Reliability, Availability and Productivity**. IEEE. [S.l.]. 2007.
- IEEE. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. Revision of IEEE Std 519-1992. ed. [S.l.]: IEEE Std 519, 2014. 1-29 p.
- I-ENERGY INC. i-Micro Inverter New GT260. **Art of Solar Technology**, 2016. Disponível em: <<http://www.i-energyinc.com/en/products/i-micro-inverter.html>>. Acesso em: 31 Julho 2016.
- INSTRUMENTS, T. **Digitally Controlled Solar Micro Inverter using C2000 Piccolo Microcontroller**, 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/tidu608/tidu608.pdf>>. Acesso em: 15 Julho 2016.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. **Hyperfast Rectifier 8ETH06**, 2006. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/8eth06.pdf>>. Acesso em: 26 Setembro 2016.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRFP4768PbF**, 2009. Disponível em: <<http://www.infineon.com/dgdl/irfp4768pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c959b2021>>. Acesso em: 26 Setembro 2016.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRFP4868PbF**, 2012. Disponível em: <<http://www.infineon.com/dgdl/irfp4868pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c9c822023>>. Acesso em: 26 Setembro 2016.
- INTERNATIONAL, S. E. **Photovoltaics: Design and Installation Manual**. [S.l.]: New Society Publishers, Limited, 2004.
- JAIN, S.; Agarwal, V. A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 22, n. 5, Sept. 2007. 1928-1940. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.904202>
- JAIN, S.; AGARWAL, V. Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems. **IET Electric Power Applications**, 1, n. 5, Sept. 2007. 753-762. <https://doi.org/10.1049/iet-epa:20060475>
- JAIN, S.; AGARWAL, V. New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems. **Energy Conversion and Management**, 48, n. 2, February 2007. 625-644. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2006.05.018>
- JOHN, J.; SELVAKUMAR, A. I. **A high efficiency single-phase transformerless PV inverter topology with reduced leakage current**. 2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC). Sri Rangalatchum Dindigul: [s.n.]. 2013. p. 255-259.
- JOSEPH, B. K.; SHAHIN, M. Leakage Current Mitigation in Roof-Top Grid Tied Photo Voltaic Systems. **International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering (IJIREICE)**, February 2016. 128-135.

- KALAIIVANI, B.; KUMAR CHINNAIYAN, V.; JEROME, J. **A novel control strategy for the boost DC - AC inverter**. India International Conference on Power Electronics IICPE 2006. [S.l.]: [s.n.]. 2006. p. 341-344. <https://doi.org/10.1109/IICPE.2006.4685394>
- KASA, N. et al. **A transformer-less inverter using buck-boost type chopper circuit for photovoltaic power system**. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. [S.l.]: [s.n.]. 1999. p. 653-658. <https://doi.org/10.1109/PEDS.1999.792757>
- KAVIMANDAN, A.; DAS, S. P. **Control and protection strategy for a three-phase single-stage boost type grid-connected current source inverter for PV applications**. 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Cape Town: [s.n.]. 2013. p. 1722-1727.
- KJAER, S. B.; BLAABJERG, F. **A novel single-stage inverter for the ac-module with reduced low-frequency ripple penetration**. Proc. 10th EPE European Conf. Power Electronics and Applications. Toulouse, France: [s.n.]. 2003. p. 2-4.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 41, n. 5, Sept.-Oct. 2005. 1292-1306. <https://doi.org/10.1109/TIA.2005.853371>
- LEE, S. H. et al. Single-phase transformerless bi-directional inverter with high efficiency and low leakage current. **IET Power Electronics**, 7, n. 2, February 2014. 451-458. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0074>
- LI, Q.; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 23, n. 3, May 2008. 1320-1333. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.920883>
- LIANG, T.-J.; SHYU, J.-L.; CHEN, J.-F. **A novel DC/AC boost inverter**. 37th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference. [S.l.]: [s.n.]. 2004. p. 629-634.
- LIMA, G. B. D. **Análise e Desenvolvimento de um Novo Conversor CA-CC Híbrido Monofásico com Controle Digital Baseado em DSP**. Universidade Federal de Uberlândia. Dissertação Mestrado. Uberlândia. 2011.
- LOPES, L. C. G. **Sistema Experimental Fotovoltaico de Geração de Energia Elétrica Operando em Paralelo com a Rede Elétrica CA**. Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, p. 168. 2006.
- LOPEZ, O. et al. **Leakage current evaluation of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid**. Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007. Anaheim, CA: [s.n.]. 2007. p. 907-912. <https://doi.org/10.1109/APEX.2007.357623>
- MALVINO, A.; BATES, D. J. **Eletrônica**: volume 2. 7ª. ed. Porto Alegre: AMGH, v. 2, 2007.
- MARTINOT, E.; SAWIN, J. L. **REN 21 Renewables 2017 Global Status Report**, 2017. Disponível em: <<http://www.ren21.net/REN21Activities/GlobalStatusReport.aspx>>. Acesso em: 12 Julho 2017. p. 18-25.

- MELO, F. C. et al. **Nova Topologia de Inversor de Único Estágio com Elevado Ganho de Tensão para Sistemas Baseados em Fontes Alternativas de Energia**. 10 th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Fortaleza: [s.n.]. 2012.
- MELO, F. C. et al. **Novel Transformerless Single-Stage 4-Switches Buck-Boost Inverter**. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2013. [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 2811-2816.
- MELO, F. C. et al. **Transformerless Microinverter for PV Systems**. 28th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition. Paris: [s.n.]. 2013. p. 2902-2907.
- MELO, F. C. et al. Proposal of a Photovoltaic AC-Module with a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost Microinverter (STBM). **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, PP, n. 99, 2017.
- MENESES, D. et al. Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 6, June 2013. 2649-2663. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2227820>
- MESSENGER, R. A.; VENTRE, J. **Photovoltaic Systems Engineering**. Second Edition. ed. [S.l.]: Taylor & Francis, 2004.
- MICROCHIP. Microchip. **Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design**, 2010. Disponível em: <https://www.microchip.com/stellent/groups/SiteComm_sg/documents/DeviceDoc/en550277.pdf>. Acesso em: 20 Agosto 2016.
- MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Programa Luz para Todos**, 2016. Disponível em: <https://www.mme.gov.br/luzparatodos/Asp/o_programa.asp>. Acesso em: 10 Agosto 2016.
- MYRZIK, J. M. A.; CALAIS, M. **String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review**. 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 8.
- NISE, N. S. **Control Systems Engineering**. Sixth. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Incorporated, 2011. 926 p.
- NOH, Y. S. et al. An optimal Method to Design a Trap-CL Filter for a PV AC-Module Based on Flyback Inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 2, p. 1632-1641, March-April 2016.
- PAINÉIS GLOBO BRASIL. Globo Brasil. **Primeira Grande Fábrica de Painéis Solares do Brasil é Inaugurada em São Paulo**, 2016. Disponível em: <<http://www.paineisglobobrasil.com.br/view-news/lorem-ipsum-dolor-sit-amet-consectetur-adipiscing-elit-1>>. Acesso em: 01 Agosto 2016.
- PATEL, M. R. **Wind and Solar Power Systems: Design, Analysis, and Operation**. Second Edition. ed. [S.l.]: CRC Press, 2005. 472 p. <https://doi.org/10.1201/9781420039924>
- PEÑA, J. C. U. **Inversor Buck-Boost integrado para aplicações com micro-geradores eólicos**. Universidade Estadual Paulista. [S.l.], p. 127 f. 2012.

- PEREIRA, E. B. et al. **Atlas Brasileiro de Energia Solar**. 2^a. ed. [S.l.]: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE, 2017.
- PIAZZA, G. L.; BARBI, I. New Step-Up/Step-Down DC-AC Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 29, n. 9, Sept. 2014. 4512-4520. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2277961>
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**, 2014. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf>. Acesso em: 05 Junho 2016.
- PORTAL BRASIL. Infraestrutura. **Aneel registra mais de 7,6 mil conexões de geração distribuída**, 2017. Disponível em: <<http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2017/01/aneel-registra-mais-de-7-6-mil-conexoes-de-geracao-distribuida>>. Acesso em: 24 Abril 2017.
- PRASAD, B. S.; JAIN, S.; AGARWAL, V. Universal Single-Stage Grid-Connected Inverter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 23, March 2008. 128-137. <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.905066>
- PREFEITURA DE SOROCABA. ESPECIAL PUBLICITÁRIO - PREFEITURA DE SOROCABA. **Empresa de energia solar vai gerar 400 empregos em Sorocaba**, 2016. Disponível em: <<http://g1.globo.com/sao-paulo/sorocaba-jundiai/especial-publicitario/prefeitura-de-sorocaba/sorocaba-em-noticias/noticia/2016/06/empresa-de-energia-solar-vai-gerar-400-empregos-em-sorocaba.html>>. Acesso em: 31 Julho 2016.
- PRODIST-ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. **Seção 3.7 do Módulo 3: Acesso de Micro e Minigeração Distribuída**, 2012. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Modulo3_Revisao_5.pdf>. Acesso em: 18 Dezembro 2012.
- PRODIST-ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. **Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (ANEEL)**, 2016. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8_Revis%C3%A3o_7.pdf>. Acesso em: 26 Julho 2016.
- RASHID, M. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. [S.l.]: Makron, 1999. 828 p.
- REVISTA ECOENERGIA. Procel Info com Informações da UFSM. **Laboratório da UFMS já pode avaliar inversores fotovoltaicos**, 2016. Disponível em: <<http://www.revistaecoenergia.com.br/noticia.php?id=2871>>. Acesso em: 01 Agosto 2016.
- RODRIGUEZ, C. T. et al. Reconfigurable Control Scheme for a PV Microinverter Working in Both Grid-Connected and Island Modes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 60, n. 4, April 2013. 1582-1595. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2177615>
- SALMI, T. et al. A Novel Transformerless Inverter Topology without Zero-Crossing Distortion. **International Journal of Renewable Energy Research**, 2, n. 1, 2012. 140-146.

SAMPAIO, L. P. et al. **Single-phase current-source-boost inverter for renewable energy sources**. 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 1118-1123.

SCHIMPF, F.; NORUM, L. E. **Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters**. Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics. [S.l.]: [s.n.]. 2008.

SCHWARTZ, A. Inhabitat. **Energy 101: Where Does Our Power Come From?**, 2009. Disponível em: <<http://inhabitat.com/energy-101-where-does-our-power-come-from/>>. Acesso em: 31 Julho 2016.

SIGSOLAR. Datasheet. **Sun Earth DB EN Web 235-240-245**, 2012. Disponível em: <http://www.sigsolar.de/files/sun_earth_db_en_web_235_240_245_2012.pdf>. Acesso em: 19 Setembro 2016.

SMA. **SMA PPS Sunny Central**, 2013. Disponível em: <http://www.sma.de/uploads/pics/SMA_PPS_Sunny_Central_715x400_01.jpg>. Acesso em: 12 Setembro 2016.

STEVENSON, W. D. **Elementos de Análise de Sistemas de Potência**. São Paulo: McGraw-Hill, 1974. 347 p.

STMICROELECTRONICS. STTH200L04TV1. **Ultrafast high voltage rectifier**, 2011. Disponível em: <<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/1a/b5/55/63/f4/b3/42/91/CD00144237.pdf/files/CD00144237.pdf/jcr:content/translations/en.CD00144237.pdf>>. Acesso em: 26 Setembro 2016.

SU, X.; SUN, Y.; LIN, Y. **Analysis on Leakage Current in Transformerless Single-Phase PV Inverters Connected to the Grid**. 2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 1-5.

TAO, J.; XUE, V. Application Report SPRABT0. **Grid-Connected Micro Solar Inverter Implement Using a C2000 MCU**, January 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/sprabt0/sprabt0.pdf>>. Acesso em: 18 Abril 2016.

TAO, J.; XUE, V. Application Report SPRABT0. **Grid-Connected Micro Solar Inverter Implement Using a C200 MCU**, January 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/sprabt0/sprabt0.pdf>>. Acesso em: 29 Maio 2016.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons - IEEE, v. 29, 2011. 416 p. <https://doi.org/10.1002/9780470667057>

TEXAS INSTRUMENTS. TMDSDOCK28335. **TMS320F28335 Experimenter Kit**, 2016. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/TMDSDOCK28335>>. Acesso em: 26 Setembro 2016.

TEY, K. S.; MEKHILEF, S. A reduced leakage current transformerless photovoltaic inverter. **Renewable Energy**, v. 86, p. 1103-1112, February 2016. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2015.09.039>

- VIAJANTE, G. P. **Gerador a Relutância Variável em Conexão com a Rede Elétrica para Injeção de Potência Ativa**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia. 2013.
- WANG, C. M. **A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter**. Proc. IEEE APEC'03. Miami Beach, Fl.: [s.n.]. 2003. p. 9-13.
- WU, W.; BLAABJERG, F. **Aalborg inverter - A new type of "Buck in Buck, Boost in Boost" grid-tied inverter**. Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 460-467.
- XUE, Y. et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: and overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 19, n. 5, Sept. 2004. 1305-1314. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.833460>
- YINGLI SOLAR. Datasheet. **YGE 60 Cell Series EN**, 2016. Disponível em: <http://www.yinglisolar.com/assets/uploads/products/downloads/YGE_60_Cell_Series_EN.pdf>. Acesso em: 19 Setembro 2016.
- ZHENG, H. **Solar Photovoltaic Energy Generation and Conversion - From Devices to Grid Integration**. Tuscaloosa: University of Alabama. Ph. D. Dissertation., 2013.
- ZIPP, K. Solar Power World. **2015 Renewable Energy Handbook**, 2015. Disponível em: <http://www.myussi.com/pdf_files/solar_handbook/SolarPowerWorld_Handbook_2015.pdf>. Acesso em: 16 Setembro 2016.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, p. 814-822, 2003. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.810852>