

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

LEONARDO ACOSTA RODRIGUES

**ANÁLISE DE CONVERSOR MULTINÍVEL COM CÉLULAS EM
CASCATA DE FONTE DIVIDIDA (*SPLIT-SOURCE*) APLICADO À
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Alegrete

2019

LEONARDO ACOSTA RODRIGUES

**ANÁLISE DE CONVERSOR MULTINÍVEL COM CÉLULAS EM
CASCATA DE FONTE DIVIDIDA (*SPLIT-SOURCE*) APLICADO À
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Alegrete

2019

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

R696a Rodrigues, Leonardo Acosta

Análise de conversor multinível com células em cascata de
Fonte Dividida (Split-Source) aplicado à sistemas
fotovoltaicos / Leonardo Acosta Rodrigues.

90 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2019.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Conversores CC/CA. 2. Inversor de Fonte Dividida . 3.
Conversor Multinível em Cascata . 4. Sistemas Fotovoltaicos.
5. Modelagem Dinâmica . I. Título.

LEONARDO ACOSTA RODRIGUES

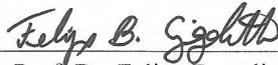
ANÁLISE DE CONVERSOR MULTINÍVEL COM CÉLULAS EM CASCATA DE FONTE DIVIDIDA
(SPLIT-SOURCE) APLICADO À SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Controle de Processos Eletrônicos, Eletrônica de Potência, Eletrônica Industrial

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 24 de junho de 2019.

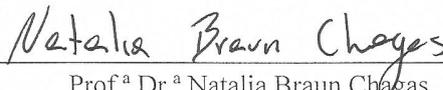
Banca examinadora:



Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto
Orientador



Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva
UNIPAMPA



Prof.^a Dr.^a Natalia Braun Chagas
UNIPAMPA

Dedico este trabalho aos meus pais, pela educação que recebi.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente ao professor Felipe Bovolini Grigoletto que se dispôs a ser o orientador deste trabalho e inúmeros outros que surgiram nesse curto espaço de tempo, me proporcionando um imenso e constante aprendizado, sempre solícito em me ajudar a qualquer momento.

Aos demais profissionais que estiveram presentes no decorrer da minha formação acadêmica e contribuíram de alguma forma, em especial aos professores Guilherme S. da Silva e Natalia B. Chagas que me orientaram em trabalhos paralelos no decorrer dos anos.

Aos meus pais, que sempre estiveram dispostos a me proporcionar as melhores condições possíveis para que eu prosseguisse meus estudos, me apoiando incondicionalmente.

“Em uma inovação, quando nos é mostrado alguma coisa conhecida, ficamos sossegados.”
(Friedrich Nietzsche)

*“A verdadeira viagem de descobrimento não consiste em procurar novas paisagens, mas em
ter novos olhos.”*
(Marcel Proust)

“Conhecendo o terreno e as condições, a vitória é absoluta.”
(Sun Tzu)

Resumo

O crescimento exponencial da geração distribuída tem condicionado o desenvolvimento de novas tecnologias para conexão com a rede. Entre elas, os conversores e estratégias de controle são constantemente melhorados com o objetivo de garantir alta eficiência, boa resposta dinâmica e alta qualidade do conteúdo harmônico de saída. O inversor Fonte Dividida (*Split-Source Inverter* - SSI), recentemente proposto, surge como uma alternativa ao já consolidado inversor Fonte de Impedância (*Z-Source Inverter* - ZSI), apresentando principalmente menor número de componentes passivos e maior facilidade para implementação de controle. Além disso, várias topologias multiníveis tem originado do ZSI, incluindo o inversor multinível em cascata (*Cascaded Multilevel Inverter* - CMI), entretanto, a topologia CMI ainda não foi investigada para o SSI. Dessa forma, este documento fornece, primeiramente, uma revisão bibliográfica com fundamentação teórica dos conceitos base para entendimento dos principais trabalhos com conversores CC/CA semelhantes, com o propósito de apresentar a análise de viabilidade da estrutura de dois módulo inversores SSI em cascata atuando em um conversor multinível simétrico, propondo também a modelagem dinâmica do sistema, controle das variáveis e estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) para aplicação em sistemas fotovoltaicos conectados à rede de distribuição. Por fim, são apresentados resultados de simulação para validar e demonstrar o desempenho do sistema proposto.

Palavras-chave: Conversores CC/CA, Inversor Fonte Dividida, Conversor Multinível em Cascata, Sistemas Fotovoltaicos, Modelagem Dinâmica.

Abstract

The exponential growth of distributed generation has driven the developing of new technologies for grid connection. Among them, the converters and control strategies are constantly improved in order to guarantee high efficiency, good dynamic performance and quality of output harmonic content. The Split-Source Inverter (SSI) was proposed as a alternative for the Impedance-Source Inverter (ZSI). Furthermore, several multilevel topologies have been originated from the ZSI including the Cascaded Multilevel Inverter (CMI), however, the CMI has not been investigated for the SSI. Therefore this paper proposes a control strategy for the SSI-CMI. Therefore this document firstly provides a bibliographical review with theoretical basis of the basic concepts for the understanding of the main works involving DC/AC converters, with the purpose of presenting the feasibility analysis of the structure of two SSI inverter modules in cascade system operating in a symmetrical multilevel converter, also proposing dynamic system modeling, variable control and MPPT (Maximum Power Point Tracking) strategy for application in photovoltaic systems grid-connected. Finally, simulation results are presented to validate and demonstrate the performance of the proposed system.

Key-words: DC/AC Converters, Split-Source Inverter, Cascaded Multilevel Inverter, Photovoltaic Generation Systems, System Modeling.

Lista de ilustrações

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Inversor <i>Full-Bridge</i> | 21 |
| Figura 2 – Inversor <i>Z-Source</i> | 22 |
| Figura 3 – Inversor <i>Quasi-Z-Source</i> | 23 |
| Figura 4 – Inversor <i>Y-Source</i> | 24 |
| Figura 5 – Inversor <i>I-Y-Source</i> | 25 |
| Figura 6 – Inversor <i>TL-Y-Source</i> | 25 |
| Figura 7 – Topologias modificadas do inversor <i>Split-Source</i> | 27 |
| Figura 8 – Modulação HQSCPWM | 28 |
| Figura 9 – Topologia de conversores H-Bridge em cascata | 31 |
| Figura 10 – Topologia qZS-CMI LIU 2014 | 32 |
| Figura 11 – Topologia qZS-CMI SUN 2014 | 33 |
| Figura 12 – Configuração do controle do qZS-CMI baseado num sistema de potência FV. (a) Sistema de controle para cada módulo do qZSI. (b) Método de controle da potência total do sistema | 34 |
| Figura 13 – Topologia proposta | 36 |
| Figura 14 – Diagrama simplificado das técnicas utilizadas para obter a saída multinível | 38 |
| Figura 15 – Modulação PS-HQSCPWM proposta para o SS-CMI | 39 |
| Figura 16 – Modulação genérica de cinco níveis | 42 |
| Figura 17 – Representação da corrente do indutor em baixa frequência | 45 |
| Figura 18 – Representação da corrente do indutor em alta frequência | 47 |
| Figura 19 – Circuito equivalente do SS-CMI | 51 |
| Figura 20 – Simplificação do modelo controlado por tensão | 51 |
| Figura 21 – Validação do modelo controlado por corrente | 53 |
| Figura 22 – Simplificação do modelo controlado por corrente | 54 |
| Figura 23 – Modelo da planta para controle de tensão com fonte de corrente | 56 |
| Figura 24 – Sistema de controle completo | 56 |
| Figura 25 – Controlador PR | 57 |
| Figura 26 – Diagrama de Bode e LGR do controlador PR | 58 |
| Figura 27 – Controlador PI da célula principal | 59 |
| Figura 28 – Controlador PI da célula auxiliar | 61 |
| Figura 29 – Diagrama de Bode do controlador PI | 62 |
| Figura 30 – Lugar das raízes de malha aberta com polos de malha fechada dos controladores PI's | 63 |
| Figura 31 – Método Perturba e Observa em sua forma original | 63 |
| Figura 32 – Comparação entre definições e interpolação | 65 |

| | |
|---|----|
| Figura 33 – Comparação entre definições e interpolação: Simulações com MPPT original | 68 |
| Figura 34 – Comparação entre definições e interpolação: Simulações com MPPT modificado | 69 |
| Figura 35 – Sistema SS-CMI | 70 |
| Figura 36 – Sistema de MPPT | 70 |
| Figura 37 – Sistema Fotovoltaico | 71 |
| Figura 38 – Sistema de controle | 72 |
| Figura 39 – Estratégia de modulação | 72 |
| Figura 40 – Curvas características analisadas: Estado 1 | 73 |
| Figura 41 – Curvas características analisadas: Estado 2 | 74 |
| Figura 42 – Curvas características analisadas: Estado 3 | 74 |
| Figura 43 – Curvas características analisadas: Estado 4 | 75 |
| Figura 44 – Rastreamento de potência sob sombreamento parcial e extremas variações de temperatura | 75 |
| Figura 45 – Corrente da rede e medições de THD | 76 |
| Figura 46 – Tensão nos barramentos CC's | 77 |
| Figura 47 – Variação de V_{offset} nos sistemas fotovoltaicos | 77 |
| Figura 48 – Corrente nos indutores principais | 78 |
| Figura 49 – Sistema sob 15% de afundamento em V_g , com Tensão da Rede, Corrente da Rede, Referência de Corrente da Rede e Tensão nos Barramentos CC's de cima para baixo | 79 |
| Figura 50 – Gráfico da THD da corrente injetada na rede versus V_{offset} e V_{inv} para variações de m | 81 |
| Figura 51 – Tensão de saída do inversor V_{pwm} com os respectivos índices de modulação de cima para baixo | 82 |
| Figura 52 – FFT da tensão de saída do inversor V_{pwm} com os respectivos índices de modulação de cima para baixo | 83 |

Lista de tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 1 – Sequência de estados do inversor | 28 |
| Tabela 2 – Comparação entre as topologias analisadas | 30 |
| Tabela 3 – Sequência de estados do inversor SS-CMI (Ciclo Positivo) | 40 |
| Tabela 4 – Sequência de estados do inversor SS-CMI (Ciclo Negativo) | 41 |
| Tabela 5 – Parâmetros do sistema | 42 |
| Tabela 6 – Comparação entre a norma brasileira e a IEC e IEEE | 49 |
| Tabela 7 – Dados Iniciais do Controlador PR | 58 |
| Tabela 8 – Dados Iniciais para controlador PR para controle de corrente | 58 |
| Tabela 9 – Condições para operação da variação Δ no V_{offset} | 64 |

Lista de abreviaturas e siglas

| | |
|---------|--|
| BBVSI | Inversor <i>Buck-Boost</i> Ponte Completa (<i>Buck-Boost Voltage Source Inverter</i>) |
| CC | Corrente contínua |
| CA | Corrente alternada |
| CMI | Conversor multinível em cascata (<i>Cascaded Multilevel Inverter</i>) |
| EMI | Interferência eletromagnética (<i>Eletromagnetic Interference</i>) |
| FV | Fotovoltaico |
| FFT | Transformada Rápida de Fourier <i>Fast Fourier Transform</i> |
| HQSCPWM | Modulação por Largura de Pulso Híbrida Quase Sinusoidal e Constante (<i>Hybrid Quasi Sinusoidal and Constant Pulse Width Modulation</i>) |
| THD | Taxa de Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>) |
| MPPT | Rastreamento de máxima potência (<i>Maximum Power Point Tracking</i>) |
| PR | Proporcional Ressonante |
| PI | Proporcional Integral |
| PS-SPWM | Modulação por Largura de Pulso Sinusoidal-Mudança de Fase (<i>Phase Shifted-Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>) |
| VSI | Inversor Ponte Completa (<i>Full-Bridge - Voltage Source Inverter</i>) |
| YSI | Inversor Fonte em Y (<i>Y-Source</i>) |
| qZSI | Inversor Quase Fonte de Impedância (<i>quasi-Z-Source</i>) |
| ZSI | Inversor Fonte de Impedância (<i>Z-Source</i>) |

Lista de símbolos

| Símbolo | Significado |
|----------------|--|
| C_A | Capacitor de barramento do módulo principal |
| C_B | Capacitor de barramento do módulo auxiliar |
| C_{pA} | Capacitor dos painéis do módulo principal |
| C_{pB} | Capacitor dos painéis do módulo auxiliar |
| D_{Conv} | Razão cíclica do lado CC do conversor |
| Δ | Variável de controle do MPPT |
| f | Frequência da rede elétrica |
| f_{si} | Frequência de comutação do conversor |
| f_a | Frequência de atualização do MPPT |
| $FTMA$ | Função de transferência de malha aberta |
| FT | Função de transferência |
| G_{Total} | Ganho total do módulo CMI |
| L_A | Indutor elevador do módulo principal |
| L_B | Indutor elevador do módulo auxiliar |
| L_f | Indutor de filtro do módulo CMI |
| LLF | Indutor mínimo do conversor do lado CC para baixas frequências |
| LHF | Indutor mínimo do conversor do lado CC para altas frequências |
| SFV_A | Sistema fotovoltaico do módulo principal |
| SFV_B | Sistema fotovoltaico do módulo auxiliar |
| i_{LC_A} | Corrente no indutor do lado CC do conversor principal |
| i_{LC_B} | Corrente no indutor do lado CC do conversor auxiliar |
| i_L | Corrente no indutor do lado CC do conversor SSI generalizado |

| | |
|--------------|---|
| I_{invA} | Corrente no barramento CC do módulo principal |
| I_{invB} | Corrente no barramento CC do módulo auxiliar |
| i_g | Corrente no indutor do lado CA do conversor principal |
| i_{gpk} | Corrente de pico da rede elétrica |
| m | Razão cíclica do lado CA do conversor |
| P_{pv} | Potência do sistema fotovoltaico |
| P_{in} | Potência de entrada do sistema CMI |
| P_{out} | Potência de saída do sistema CMI |
| P_{max} | Potência máxima do sistema fotovoltaico |
| PLL | <i>Phase-locked loop</i> |
| V_A | Tensão de saída do módulo principal |
| V_B | Tensão de saída do módulo auxiliar |
| V_{invA} | Tensão no barramento CC do módulo principal |
| V_{invB} | Tensão no barramento CC do módulo auxiliar |
| V_{pwm} | Tensão de saída do módulo CMI |
| V_g | Tensão da rede elétrica |
| V_L | Tensão no indutor de filtro |
| V_{gpk} | Tensão de pico da rede elétrica |
| V_{offset} | Tensão de <i>offset</i> da modulação do conversor |
| V_{tri} | Tensão de pico da triangular portadora |
| Z_R | Impedância do resistor de carga da máxima potência |
| Z_L | Impedância do indutor de filtro da rede |
| K_{PI} | Ganho do conversor proporcional integral |
| K_{PR} | Ganho do conversor proporcional ressonante |
| K_P | Ganho da parcela proporcional do controlador PR |
| K_R | Ganho da parcela ressonante do controlador PR |

| | |
|-----------------|--|
| ω | Frequência da rede elétrica |
| ΔI_{Lf} | Variação de corrente no indutor do lado CC do conversor SSI generalizado |

Sumário

| | |
|---|-----------|
| Sumário | 16 |
| 1 Introdução | 18 |
| 1.1 Objetivo Geral | 19 |
| 1.2 Objetivos Específicos | 19 |
| 1.3 Organização do trabalho | 19 |
| 2 Revisão Bibliográfica | 21 |
| 2.1 Topologias de inversores comumente usadas em sistemas FV's | 21 |
| 2.1.1 Inversor Ponte Completa (<i>Full-Bridge</i> - VSI) | 21 |
| 2.1.2 Inversor Fonte de Impedância (<i>Z-Source</i> - ZSI) | 22 |
| 2.1.3 Inversor <i>Y-Source</i> (YSI) | 24 |
| 2.1.4 Inversor de Fonte Dividida (<i>Split-Source Inverter</i> - SSI) | 25 |
| 2.2 Conversores Multiníveis | 28 |
| 2.3 Considerações Finais | 34 |
| 3 Topologia Multinível Proposta | 36 |
| 3.1 Inversor multinível em cascata com células <i>Split-Source</i> | 36 |
| 3.2 Estratégia de Modulação | 37 |
| 3.3 Projeto dos elementos passivos | 43 |
| 3.3.1 Capacitor do barramento CC | 44 |
| 3.3.2 Indutor principal | 45 |
| 3.3.3 Filtro L para Conexão com a Rede | 48 |
| 3.4 Modelagem Dinâmica | 50 |
| 3.4.1 Modelo de corrente com tensão controlada | 51 |
| 3.4.2 Modelo de tensão com corrente controlada | 53 |
| 3.5 Sistema de Controle | 56 |
| 3.5.1 Projeto do Sistema de Controle | 57 |
| 3.5.1.1 Controlador PR de Corrente da Rede Elétrica | 57 |
| 3.5.1.2 Controlador PI de Tensão do Barramento CC da Célula principal | 59 |
| 3.5.1.3 Controlador PI de Tensão do Barramento CC da Célula auxiliar | 61 |
| 3.6 Rastreamento de Máxima Potência (MPPT) | 63 |
| 3.7 Considerações Finais | 69 |
| 4 Resultados de Simulação | 70 |
| 4.1 Resposta para variações extremas sob sombreamento parcial e temperatura | 72 |
| 4.2 Resposta para afundamento na tensão da rede de distribuição | 78 |
| 4.3 Análise da THD do conversor para diferentes variações de ganho | 80 |

| | | |
|----------|--------------------------------|-----------|
| 4.4 | Considerações Finais | 84 |
| 5 | Conclusões | 85 |
| | Referências | 86 |

1 Introdução

O Sol é a principal fonte de energia do nosso planeta. A superfície da Terra recebe anualmente uma quantidade de energia solar, nas formas de luz e calor, suficiente para suprir milhares de vezes as necessidades mundiais durante o mesmo período. Apenas uma pequena parcela dessa energia é aproveitada. Mesmo assim, com poucas exceções, praticamente toda a energia usada pelo ser humano tem origem no Sol (VILLALA, 2015).

A demanda pela geração de energia elétrica através das fontes renováveis vem aumentando cada vez mais, concentrando os interesses principalmente em energia solar e hidráulica. Segundo o Relatório Final do Balanço Energético Nacional, com base no ano de 2017, as expansões em geração de energia elétrica Solar tiveram crescimento tanto em autoprodução não injetada na rede, quanto para Micro e Mini Geração Distribuída.

Na expansão da capacidade instalada, as centrais hidráulicas contribuíram com 3.350 MW ou seja 49,5% do total adicionado, enquanto as eólicas responderam por outros 2.159 MW equivalente à 21,3% da capacidade adicionada. Destaque para a evolução potência instalada da solar fotovoltaica que atingiu com 935 MW em 2017 contra 24 MW em 2016 (EPE, 2018).

Já considerando Micro e Mini Geração Distribuída, a geração de energia elétrica envolvendo sistemas fotovoltaicos nessas características atingiu um aumento de 20 GWh em 2015 para 166 GWh em 2017, um aumento de mais de 800% em dois anos. Tal fato mostra que cada vez mais, os consumidores estão aderindo ao sistema On-Grid e reconhecendo os fatores tanto econômicos quanto sociais provenientes dessa geração, que por consequência, ocasiona a diminuição dos custos para instalação e produção.

Considerando o exposto, este trabalho propõe um arranjo topológico para a conexão de um sistema fotovoltaico com a distribuição de energia elétrica. Por sua vez, a integração deste tipo de geração exige uma estabilidade controlada para sua conexão, enquanto que a eletrônica de potência desempenha um papel fundamental nesse âmbito, contribuindo com uma inserção eficiente e de fácil controle.

Os inversores multiníveis, desde seu surgimento, despertam grande interesse na indústria de média/alta potência (GUO; SHUM, 2008), principalmente por operarem com altos níveis de tensão, ao mesmo tempo utilizando de semicondutores com baixo limite de tensão. Dentre as diversas topologias existentes de conversores multiníveis, a partir de uma revisão bibliográfica das tradicionais utilizadas, será feita uma análise de dois módulos inversores *Split-Source Inverter* (SSI) em cascata conectados a um sistema fotovoltaico, propondo por fim, um sistema de controle acompanhado de uma estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) para garantir uma conexão adequada

com a rede de distribuição dentro das normas brasileiras exigidas.

1.1 Objetivo Geral

O presente estudo é baseado no recente surgimento da topologia trifásica *Split-Source* por Abdelhakim, Mattavelli e Spiazzi (2016), e por conta disso o comportamento do inversor monofásico atuando em cascata de uma estrutura multinível conectada a um sistema fotovoltaico ainda é pouco explorada. Este trabalho tem como principal objetivo contribuir com a literatura atual, buscando a sintetização de uma forma de onda final com taxa de distorção harmônica (THD) abaixo do valor máximo permitido pelas normas brasileiras possibilitando conexão com a rede de distribuição, ademais, é analisado também o comportamento do sistema de controle a partir de sua modelagem e validação.

1.2 Objetivos Específicos

Neste trabalho, pretende-se desenvolver respectivamente:

- Contextualização bibliográfica do inversor *Split-Source* e suas evoluções topológicas desde o seu surgimento;
- Estudo do SSI e de suas características de operação;
- Desenvolvimento e implementação de técnicas de modulação para operação dos módulos SSI em cascata;
- Modelagem dinâmica do sistema, validação da metodologia abordada e projeto dos controladores;
- Estratégia para rastreamento de máxima potência (MPPT);
- Validação dos resultados frente a diversas simulações realizadas com o sistema.

1.3 Organização do trabalho

O trabalho organiza-se em cinco capítulos, cuja ordem é descrita abaixo:

- No Capítulo 2 serão apresentadas a fundamentação teórica e revisão bibliográfica dos principais temas abordados. A partir disso, serão apresentados os principais trabalhos que contribuíram com o tema ao longo dos anos, possibilitando e fundamentando a análise da proposta prevista neste Trabalho de Conclusão de Curso;

-
- No Capítulo 3 será exposto a topologia multinível proposta, buscando uma análise profunda de todos os parâmetros necessários para o funcionamento adequado do sistema de controle e MPPT, assim como a validação da estrutura apresentada.
 - No Capítulo 4 são apresentadas a análise e discussões dos resultados obtidos.
 - Por fim, o Capítulo 5 apresenta as conclusões referentes aos resultados obtidos neste trabalho.

2 Revisão Bibliográfica

Nesta seção, será apresentada uma breve revisão bibliográfica expondo as principais topologias já existentes na literatura, dentre elas, o tradicional Ponte Completa (*Full-Bridge*), o inversor com característica *Buck-Boost* já consolidado Fonte de Impedância (*Z-Source*), o inversor com característica elevadora que atuará como módulo do sistema proposto Fonte Dividida (*Split-Source*) e demais topologias presentes na literatura de inversores com característica abaixadora-elevadora, e por fim, uma introdução às topologias multiníveis com ênfase em conversores multiníveis com células em cascata.

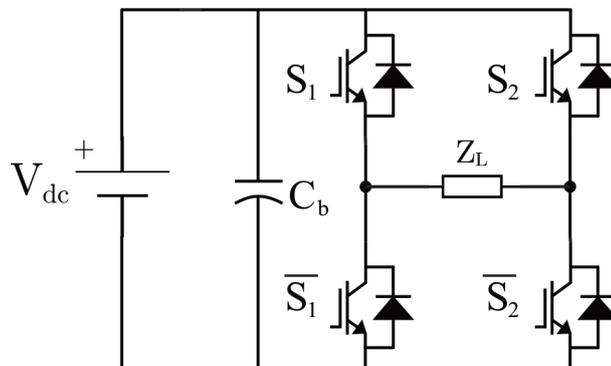
2.1 Topologias de inversores comumente usadas em sistemas FV's

Nesta seção será apresentada uma breve revisão bibliográfica acerca dos principais inversores utilizados em sistemas fotovoltaicos com suas características e princípios de funcionamento.

2.1.1 Inversor Ponte Completa (*Full-Bridge - VSI*)

O inversor é um circuito que permite transformar tensão contínua em tensão alterada. A Figura 1 representa o circuito básico de um inversor monofásico em ponte completa, também chamado de *Full-Bridge Voltage Source Inverter (FB-VSI)*. Este conversor possui um par de interruptores conectados em antiparalelo com diodos, os quais possibilitam um caminho para a corrente em caso de carga com característica indutiva. Os interruptores S_1 e S_2 , assim como \overline{S}_1 e \overline{S}_2 , devem operar de forma complementar.

Figura 1 – Inversor *Full-Bridge*



Fonte: Elaborada pelo autor.

Esta estrutura é recomendada para inversores de alta potência, pois a tensão aplicada à carga é o dobro do modelo de meia ponte. Devido a esta característica, para

uma dada potência, o dimensionamento dos semicondutores utilizados em ponte completa é menor que um de meia ponte (MARTINS, 2006; RASHID, 1999; MARTINS; I., 2005; AHMED, 2000).

A topologia FB-VSI permite uma modulação de no máximo três níveis, baseados em $+V_{dc}$, 0 e $-V_{dc}$.

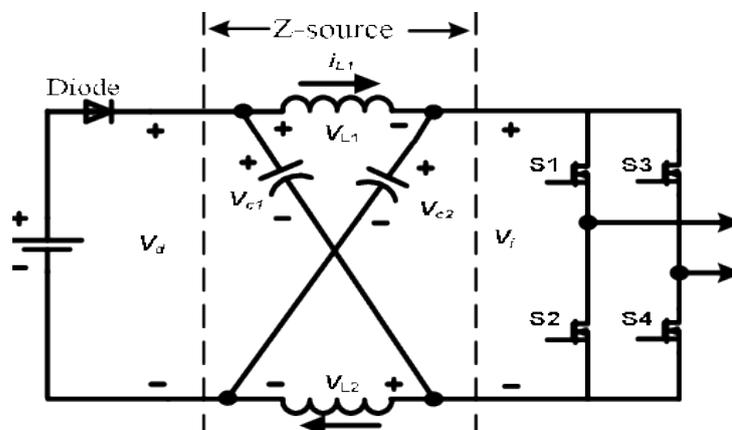
Esta topologia foi escolhida para compor a célula auxiliar por ser amplamente utilizada para conexão de sistemas fotovoltaicos (FV) com a rede de distribuição. Um dos grandes empecilhos da topologia atuando como célula principal, é a necessidade de se utilizar um conversor CC/CC para conexão com o barramento CC do inversor, considerando ainda a folga entre a tensão do barramento utilizada para proporcionar o controle da modulação, podendo ser aplicado através dos controladores Proporcional Integral e Proporcional Ressonante.

2.1.2 Inversor Fonte de Impedância (*Z-Source* - ZSI)

O inversor *Z-Source* (ZSI), proposta por PENG (2002), representada na Figura 2, foi a primeira topologia a incluir o estágio *buck-boost* ao sistema sem necessitar de conversor CC-CC conectado ao barramento CC.

Diferentemente das topologias tradicionais inversor Fonte de Tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) e inversor Fonte de Corrente (*Current Source* - I-Source) utilizadas anteriormente, este apresenta um caminho único de impedância com dois indutores L_1 , L_2 e os capacitores C_1 e C_2 conectados em forma de X. Com essa rede de impedância, o inversor ZSI tem a vantagem de utilizar o estado *shoot through* para apresentar o comportamento *boost*. Além disso, essa habilidade o torna ainda mais seguro e confiável.

Figura 2 – Inversor Z-Source



Fonte: (CHANDRASHEKHAR; VEERACHARY, 2009)

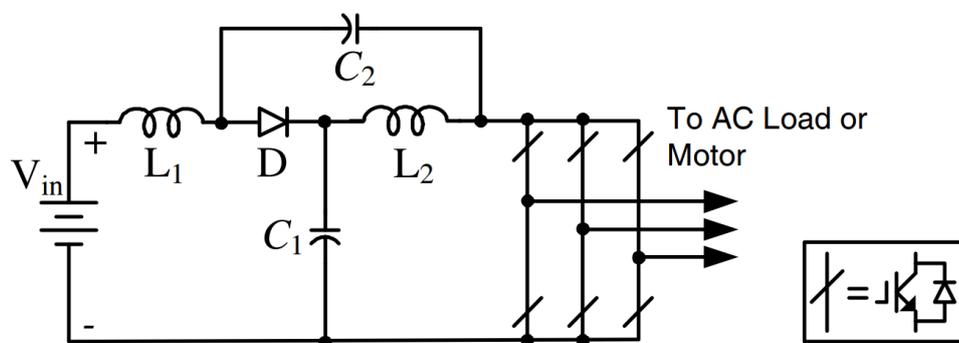
Apesar disso, além de várias ramificações da topologia que vieram a contribuir

com a literatura, como a *Trans-Z-source inverter* (QIAN; PENG; CHA, 2011), Γ -Z-source inverter (LOH; LI; BLAABJERG, 2013) e *T-source inverter* (LI et al., 2013), este só começou a ser utilizado com conexão de sistemas FV por HUANG et al. (2006), utilizando de conexão trifásica com a rede de distribuição, os quais, resumidamente, apresentaram as seguintes características:

- Possui apenas um estágio para realizar inversão, comportamento *boost*, e Rastreamento de Máxima Potência (MPPT);
- Possui número reduzido de chaves semicondutoras;
- Não precisa de *dead time*;
- Pode ter estado *shoot through* no inversor;
- Herda todas as vantagens do inversor convencional.

Uma das topologias derivadas do ZSI que se destacou para aplicações em sistemas fotovoltaicos é a *Quasi-Z-Source Inverter* (qZSI), inicialmente implementada por LI et al. (2009) em um sistema trifásico, como representa a Figura 3.

Figura 3 – Inversor *Quasi-Z-Source*



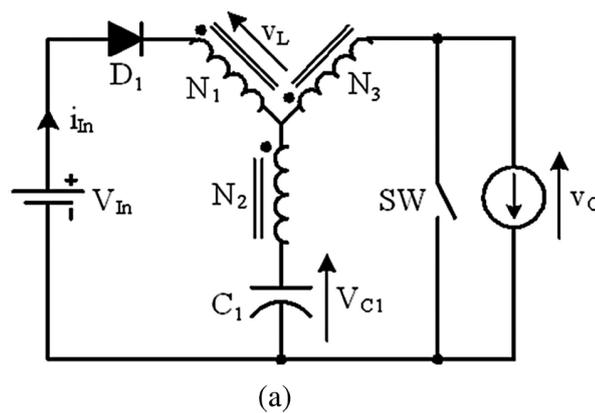
Fonte: (Li, 2009)

Essa topologia apresenta vantagens significativas em relação a sua original. Uma análise realizada por POH; TONG (2018) mostra que a topologia além de apresentar número reduzido de componentes e simplificação do circuito, também apresenta menor corrente de *inrush* no seu acionamento, menores distorções em ganhos pequenos, corrente de entrada contínua e menor interferência eletromagnética (*Eletromagnetic Interference - EMI*).

2.1.3 Inversor *Y-Source* (YSI)

O inversor *Y-Source* (YSI), proposto por HAKEMI; SANATKAR-CHAYJANI; MONFARED (2014), em sua forma original, consiste em uma topologia de ponte-completa para processar a conversão CC-AC, o diodo D_1 , o capacitor C_1 , e três transformadores (N_1, N_2, N_3) para gerar um *boost* de alta tensão, enquanto usa uma pequena razão cíclica. A Figura 4 demonstra a topologia original do YSI.

Figura 4 – Inversor *Y-Source*

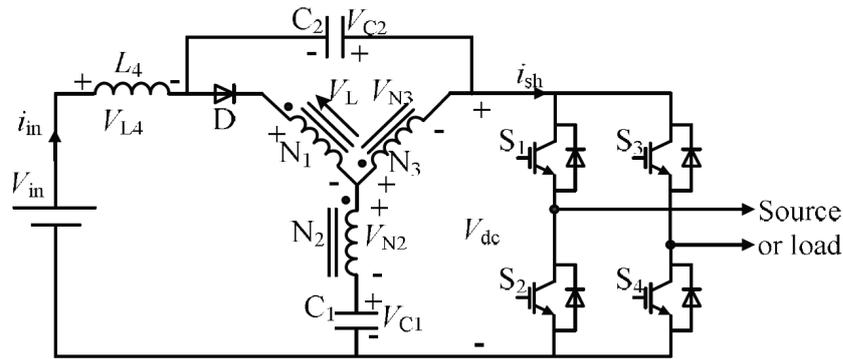


Fonte: (HAKEMI; SANATKAR-CHAYJANI; MONFARED, 2014)

Apesar dessa topologia apresentar grande flexibilidade e performance em relação aos outros citados, também apresenta desvantagens comuns às outras topologias de fonte de impedância, como corrente de entrada descontínua, alta corrente de partida, e elevados picos de tensão no barramento CC.

Para reduzir os problemas expostos, uma estrutura generalizada com uma melhoria no projeto do inversor YSI, ilustrada na Figura 5, foi proposta por HONGPENG et al. (2017), buscando demonstrar a análise e modelagem de pequenos sinais baseados no modelo médio de espaço de estados. Além disso, a topologia *Improved Y-Source* (I-YSI) também buscou extrair as equações de transferência do modelo, analisando o impacto na estabilidade do sistema a partir de diferentes variações nos parâmetros, mostrando instruções para melhor escolha dos componentes e variáveis de controle.

Figura 5 – Inversor *I-Y-Source*

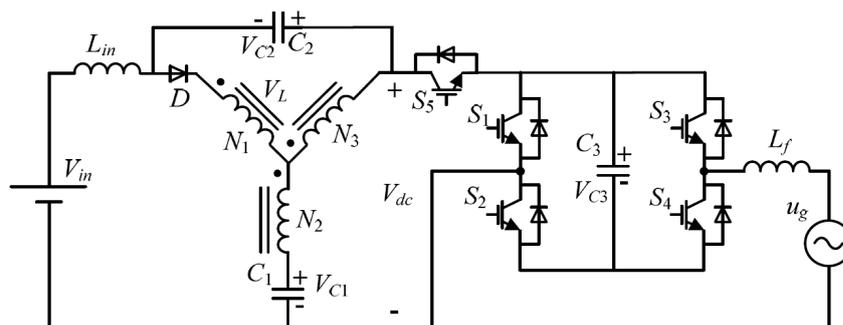


Fonte: (HONGPENG et al., 2017)

Apesar da redução dos problemas citados anteriormente, a modulação utilizada no I-YSI pode gerar componentes de alta frequência na corrente da rede, por consequência, correntes de fuga no sistema. Essa corrente indesejável além de causar distorções na corrente da rede, também pode gerar EMI e perdas adicionais.

Por conta desses problemas citados, foi proposto por HONGPENG et al. (2018) uma topologia melhorada da anterior, chamada por *Transformerless Y-Source grid-connected Inverter* (TL-YSI). Essa topologia adiciona, além dos componentes adicionados pela I-YSI, um capacitor C_3 , um interruptor S_5 , e uma conexão no ponto central do inversor, conectando ao neutro. A topologia é demonstrada na Figura 6.

Figura 6 – Inversor TL-Y-Source



Fonte: (HONGPENG et al., 2018)

2.1.4 Inversor de Fonte Dividida (*Split-Source Inverter* - SSI)

Alternativamente, o inversor *Split-Source* (SSI), representado na Figura 7a, inicialmente proposto por Abdelhakim, Mattavelli e Spiazzi (2016), apresenta vantagens interessantes quando comparado ao ZSI. Esta topologia conta com dois diodos adicionais para o modelo monofásico, além do indutor responsável pelo armazenamento de energia.

A escolha do inversor SSI para compor a célula principal da topologia multinível proposta, se deu pela vantagem de operar como elevador (*Boost*) em apenas um estágio. Como vantagem em relação ao ZSI e outras topologias mencionadas, atua com menos componentes passivos e armazenadores de energia. Além disso, não são necessários estágios adicionais para produzir o estado *shoot-through*, ainda atuando principalmente na redução do estresse de tensão nos interruptores para ganhos acima de 1,15 (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016).

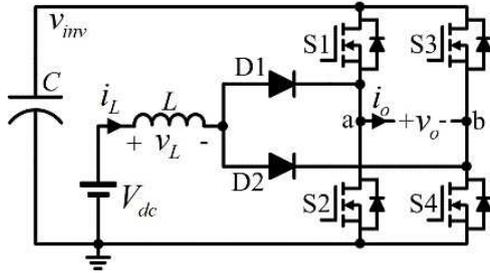
Apesar disso, apresenta estresse assimétrico de corrente entre as chaves superiores e inferiores de cada braço. Outra desvantagem, se dá pelo sentido unidirecional de fluxo de corrente pelos diodos centrais, que por consequência, apresentam perdas elevadas para comutações em alta frequência, uma solução é substituí-las por dois interruptores, como proposto por LEE; HENG (2017), como mostra a Figura 7b.

Também foi proposto a alternativa por ABDELHAKIM et al. 2017 habilitando o uso de dois diodos de cátodo comum, como mostra a Figura 7c, simplificando o circuito, já que esses diodos podem ser encontrados comercialmente como um único bloco.

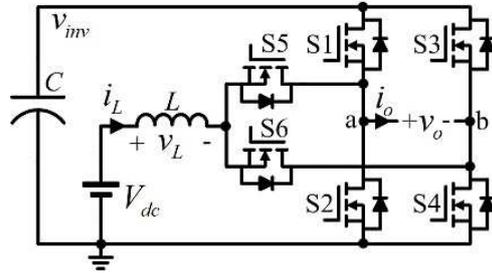
Por fim, foi proposto o S3I (LEE et al., 2018) com uma simplificação da topologia que permite o dobro do ganho com uma modulação apresentando harmônicas no dobro da frequência de comutação, consequentemente diminuindo os filtros de conexão com a rede, a Figura 7d ilustra a topologia em questão. As duas últimas topologias podem ser facilmente aplicadas na estrutura SS-CMI proposta nesse trabalho, porém, quando se trata da S3I, é necessário que haja um rearranjo nos painéis do sistema fotovoltaico, já que por consequência da característica de maior ganho, a forma de onda de saída acaba sendo distorcida para esses mesmos parâmetros. Dessa forma, poderia-se conectar os painéis em apenas paralelo, produzindo uma tensão menor na saída utilizando da mesma potência, entretanto, atuando com o dobro da corrente e aumentando as perdas totais.

Figura 7 – Topologias modificadas do inversor *Split-Source*

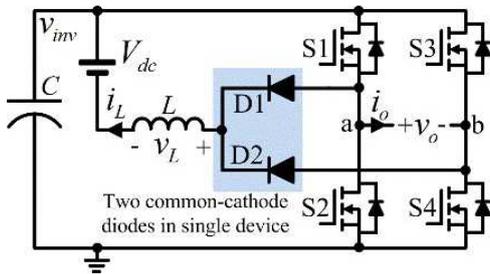
(a) SSI (LEE et al., 2018)



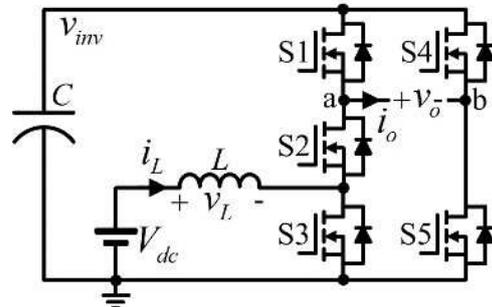
(b) I-SSI (LEE; HENG, 2017)



(c) 3L-DC-SSI (ABDELHAKIM et al., 2017)



(d) S3I (LEE et al., 2018)



Nesse trabalho será explorada a topologia original do SSI com o intuito de extrair os resultados em sua forma inicial. Os interruptores S_1 e S_2 , assim como $\overline{S_1}$ e $\overline{S_2}$ atuam de forma complementar. Além disso, o indutor L é responsável pela elevação de tensão para o barramento CC, em conjunto com os diodos D_1 (superior) e D_2 (inferior) que controlam a passagem de corrente para os braços do inversor.

Para análise do SSI operando como três níveis, divide-se o chaveamento em quatro possibilidades para cada ciclo, proporcionando no total três níveis de tensão. Considerando o ciclo positivo, para o carregamento do indutor através do diodo D_2 , no estado 0 o interruptor S_1 está ligado e S_2 desligado, proporcionando $+V_{inv}$ na carga. Para o estado 1, ambos estão desligados, proporcionando nível 0 de tensão na carga. O estado 2 é igual ao estado 0. Finalmente, o indutor é descarregado no estado 3 através do acionamento de ambos interruptores, proporcionando nível 0 de tensão na carga.

Para o ciclo negativo, o mesmo esquema é seguido, porém inversamente, agora o diodo D_1 estará conduzindo, a tensão $-V_{inv}$ será proporcionada por S_2 , e o indutor é descarregado da mesma forma. A Tabela 1 apresenta a sequência apresentada.

Tabela 1 – Sequência de estados do inversor

| Ciclo | Positivo | | | | Negativo | | | |
|----------------------|------------|---|---|---|------------|---|---|---|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 0 | 1 | 2 | 3 |
| Estado | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| S_1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| S_2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| Indutor (L) | C | | | D | C | | | D |
| Tensão (V_{inv}) | + | 0 | + | 0 | - | 0 | - | 0 |
| D_1 | Bloqueado | | | | Conduzindo | | | |
| D_2 | Conduzindo | | | | Bloqueado | | | |

Fonte: Elaborada pelo autor.

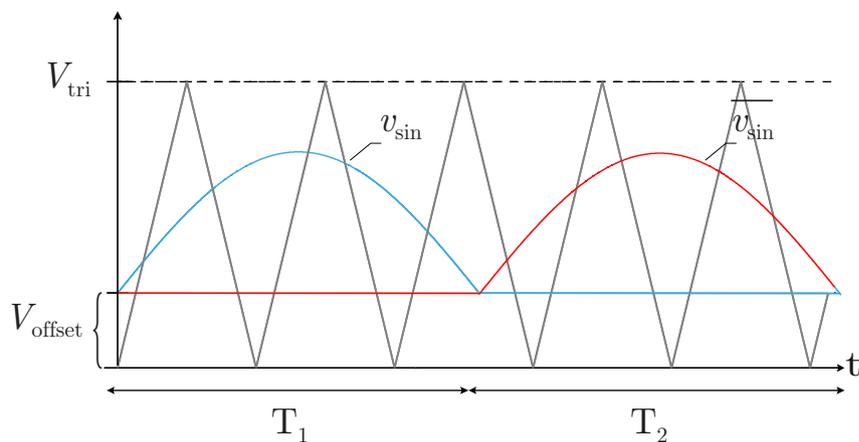
Onde:

C: Carregando;

D: Descarregando.

A Figura 8 representa a modulação *Hybrid Quasi-Sinusoidal and Constant PWM* (HQSCPWM), modificada por LEE; HENG (2017), adequando ao sistema monofásico.

Figura 8 – Modulação HQSCPWM



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2 Conversores Multiníveis

A estrutura geral de um conversor multinível tem como objetivo sintetizar uma tensão senoidal de vários níveis, frequentemente obtidas através de capacitores como fontes de tensão (LADYZHENS KAYA; KORABLEVA, 1996). As topologias multiníveis

tem como consequência a diminuição da *Total Harmonic Distortion* (THD) à medida que o número de níveis de tensão aumenta, aproximando-se da forma de onda senoidal (TOLBERT; PENG; HABELTLER, 1999). Em contrapartida, a complexidade do sistema aumenta proporcionalmente ao número de níveis adicionados. A implementação de sistemas multiníveis para sistemas de média/alta potência traz significativas vantagens para uma conexão mais confiável com a rede, e tem sido alvo de grande interesse da indústria por possibilitar a atuação em elevados níveis de tensão, e ao mesmo tempo fazerem uso de dispositivos semicondutores com baixo limite de tensão.

Além disso, por consequência da capacidade dos inversores multiníveis sintetizarem formas de onda com conteúdo harmônico reduzido, quando comparado a outras formas de onda de topologias de dois níveis, esses conversores proporcionam a redução do volume/peso dos elementos de filtragem de saída, possuindo alta eficiência e modularidade (SEPAHVAND et al., 2013b).

Os trabalhos (GUO; SHUM, 2008), (LADYZHENSKAYA; KORABLEVA, 1996) e (RECH, 2005) apresentam os três circuitos básicos de topologias multiníveis já consolidadas:

- Configuração multinível com capacitores flutuantes (FC);
- Configuração multinível com diodos de grampeamento (NPC);
- Configuração multinível com módulos H-Bridge em cascata (CMI).

Os conversores FC geralmente são utilizados onde necessita-se de alta frequência de chaveamento, frequentemente utilizados em acionamento de motores em média tensão (SEPAHVAND et al., 2013a). Os conversores multiníveis NPC de três níveis possivelmente são os mais utilizados para acionamento de motores AC de alta potência e sistemas onde se utiliza regeneração de energia. Conversores NPC com mais níveis também é possível, porém, existem problemas significantes no equilíbrio das tensões de barramento CC (SILVA et al., 2011). Já os CMI são geralmente utilizados em sistemas com potências elevadas, onde a qualidade da mesma é imprescindível, filtros ativos, compensação de potência reativa, conversão de potência fotovoltaica e fontes de potência ininterruptas (SEPAHVAND et al., 2013b), (LIAO, 2008) e (SILVA et al., 2011).

Os conversores multiníveis de tensão dividem a tensão total entre um determinado número de interruptores efetivamente conectados em série e sintetizam formas de onda de tensão multiníveis com reduzido conteúdo harmônico. Esses conversores têm sido normalmente aplicados em sistemas de alta potência que empregam níveis de tensão elevados para reduzir a corrente do conversor e, conseqüentemente, diminuir as perdas em condução e aumentar a eficiência do sistema. Por outro lado, os conversores multiníveis de corrente dividem a corrente total do conversor entre um determinado número de

interruptores efetivamente dispostos em paralelo e diminuem o conteúdo harmônico das formas de onda de corrente (RECH, 2005).

Quando se trata de conversores multiníveis aplicados à topologia *Split-Source*, até o momento foram propostas três alternativas. Sendo elas:

- *Three-Level Diode-Clamped Split-Source Inverter* (3L-DC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI, 2016)
- *Three-Phase Three-Level Flying Capacitor Split-Source Inverter* (3L-FC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2017)
- *A Split Source Boost Switched Capacitor Multilevel Inverter* (SBSCMI) (KISHORE; BHIMASINGU, 2017)

A primeira delas apresentando uma configuração com *Diode-Clamped* (3L-DC-SSI), tem como objetivo reduzir os estresses de corrente nos interruptores. Entretanto, a topologia demonstrou alguns deméritos relevantes, como a necessidade de uma indutância maior e a conexão de fontes isoladas com dois indutores de entrada. Para contornar esses problemas, foi proposto por ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI 2017 uma topologia empregando *Flying Capacitors* (3L-FC-SSI), diminuindo a indutância principal e de filtro, apresentando menor THD e estresses de tensão nos interruptores ativos para a mesma frequência de operação. Além disso, foi proposto por KISHORE; BHIMASINGU 2017 uma topologia baseada na arquitetura de *Switched Capacitors* (SBSCMI) com foco em baixas potências de operação, apresentando uma redução no número de componentes e proporcionando um ganho de tensão de 1,5 vezes com estresses nas chaves reduzidos.

A Tabela 2 representa uma comparação entre as topologias analisadas em Rech (2005), a qual mostrou que os inversores multiníveis trifásicos *H-Bridge* com células em cascata utilizam o menor número de componentes eletrônicos dentre as outras tradicionais.

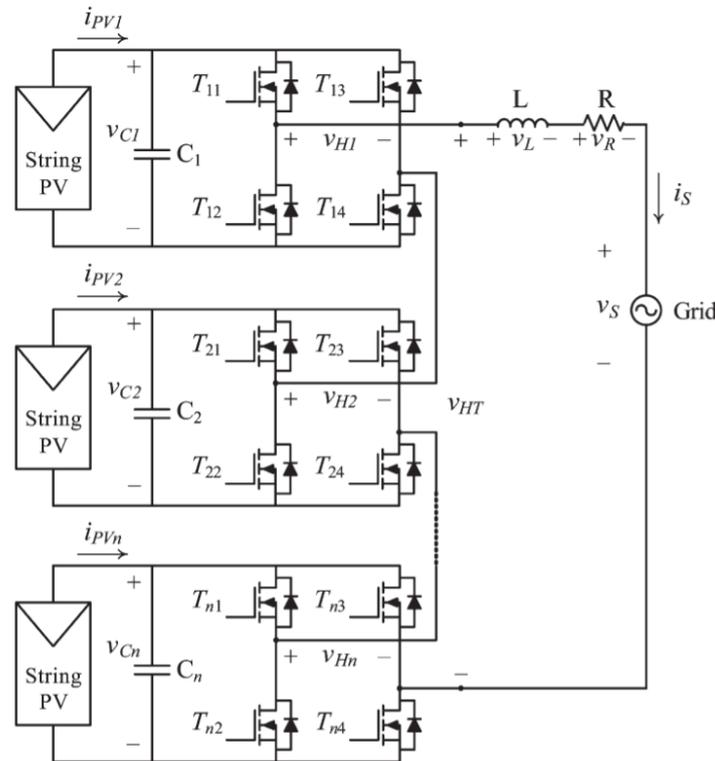
Tabela 2 – Comparação entre as topologias analisadas

| | Diodos de grampeamento | Capacitores de grampeamento | Células em série |
|--------------------------------|------------------------|-----------------------------|------------------|
| Interruptores principais | $6x(m-1)$ | $6x(m-1)$ | $6x(m-1)$ |
| Diodos principais | $6x(m-1)$ | $6x(m-1)$ | $6x(m-1)$ |
| Capacitores dos barramentos CC | $(m-1)$ | $(m-1)$ | $3x(m-1)/2$ |
| Diodos de grampeamento | $3x(m-1)x(m-2)$ | 0 | 0 |
| Capacitores de grampeamento | 0 | $3x(m-1)x(m-2)/2$ | 0 |

Fonte: (Rech, 2005)

Conversores multiníveis em cascata (CMI), representados na Figura 9, têm sido largamente utilizados em aplicações para sistemas fotovoltaicos, explorando justamente o ponto negativo dessa topologia quando se trata da necessidade de fontes CC isoladas para aplicações em uso com motores. Isso se deve ao fato de que em sistemas FV as *strings* entregam fontes CC isoladas naturalmente (KOURO et al., 2012).

Figura 9 – Topologia de conversores H-Bridge em cascata



Fonte: (VILLANUEVA et al., 2009)

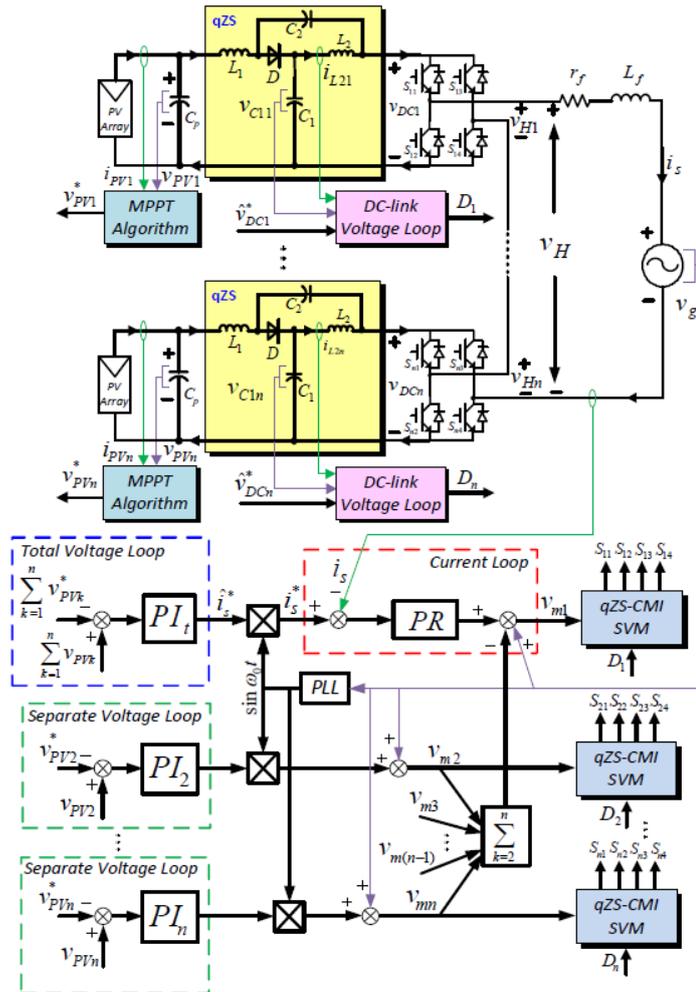
Essa propriedade das topologias CMI concede a possibilidade de utilizar controle MPPT independente para cada célula inversora. Entretanto, uma das desvantagens observadas é o desequilíbrio de potência, que por consequência, ocasionam distorções na forma de onda da corrente de saída.

Com base nas teorias de operação das topologias multiníveis com células em cascata, é proposto por LIU et al. (2014) uma topologia envolvendo células do inversor qZSI em cascata conectado à rede elétrica, essa união é conhecida como *Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter* (qZS-CMI). A Figura 10 ilustra a topologia.

Esse trabalho tem como objetivo implementar o qZS-CMI com um sistema de controle capaz de manter as tensões de barramento independentemente sem causar desequilíbrio de potência entre as células, controlando a corrente de saída através de um Proporcional Ressonante (PR). Além disso, ainda implementa um método MPPT através de um controlador Proporcional Integral (PI) para garantir a tensão de barramento, e

um controlador Proporcional (P) na malha de corrente do indutor L_2 para melhorar a resposta dinâmica do controle. A saída da malha do controlador de corrente é subtraída do sinal de modulação da segunda célula, e assim suscetivamente para n células. Além disso, também propõe uma nova modulação para a topologia proposta utilizando *space vector modulation*.

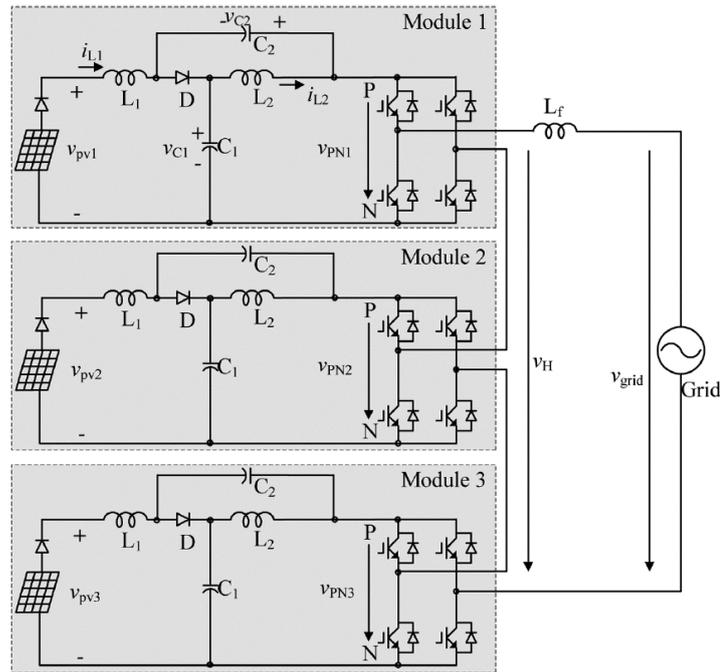
Figura 10 – Topologia qZS-CMI LIU 2014



Fonte: (LIU et al., 2014)

Além disso, outra topologia monofásica utilizando qZS-CMI foi proposta em 2014 por SUN et al., nesse trabalho é exposto o sistema com três módulos em cascata, onde o método de controle é baseado num sistema de potência FV, como ilustra a Figura 11.

Figura 11 – Topologia qZS-CMI SUN 2014



Fonte: (SUN et al., 2014)

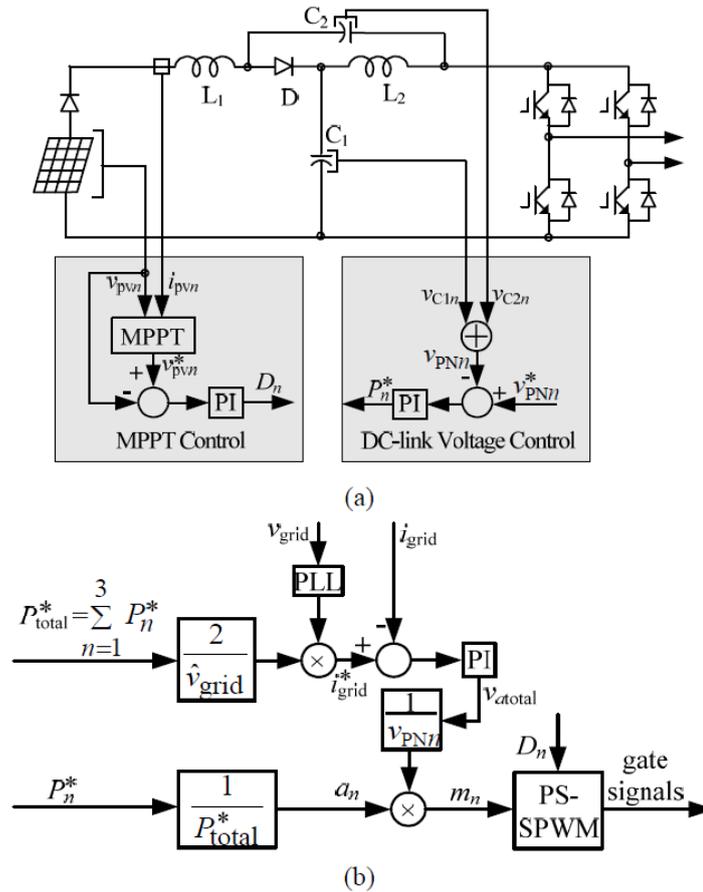
O sistema proposto baseia-se em apresentar um modelo analítico do qZS-CMI, buscando descrever a relação entre os ripples de 2ω de tensão (e corrente) e os parâmetros da rede de impedâncias do sistema. O funcionamento do sistema foi comprovado através de simulações e resultados experimentais (REF).

Nesse sistema a abordagem de controle é distinta do método utilizado por LIU et al. (2014). Esse sistema, além de também implementar MPPT distribuído para cada célula, realiza o controle de injeção de potência individual como mostra a Figura 12. O controle de tensão do barramento CC é realizado através da soma das tensões nos capacitores $C1$ e $C2$, essa variável resultante, após ser comparada com uma referência de tensão, o valor do erro segue para um controlador PI, que por consequência, gera uma referência de potência. Já a sequência de controle para o MPPT é baseado no ajuste da razão cíclica (D_n), inicialmente passando por um algoritmo baseado no método Perturba e Observa (P&O), que gera uma referência de tensão e envia o sinal para um controlador PI, que por fim, gera o sinal D_n que irá para o modulador da modulação *Phase-Shifted* (SUN et al., 2014).

Já o índice de modulação é controlado através de um sistema de controle que, inicialmente, realizando o somatório da potência de cada módulo, é multiplicada por um sinal de ganho que transforma em um sinal de referência para a corrente. Esse sinal após ser multiplicado por um bloco PLL (*Phase-locked loop*) de sincronização com a rede elétrica é subtraído da corrente medida produzindo um erro. Essa variável é enviada para um

controlador PI que irá gerar um sinal modulante total, após isso, o sinal é normalizado e multiplicado pela proporção de potência que cada célula está contribuindo. Por fim, o sinal modulante obtido é enviado para o modulador.

Figura 12 – Configuração do controle do qZS-CMI baseado num sistema de potência FV. (a) Sistema de controle para cada módulo do qZSI. (b) Método de controle da potência total do sistema



Fonte: (SUN et al., 2014)

2.3 Considerações Finais

Neste capítulo fez-se uma breve revisão bibliográfica dos principais conceitos que serão abordados neste trabalho para o desenvolvimento da topologia proposta. A importância do conhecimento acerca do funcionamento de um sistema fotovoltaico impacta diretamente no entendimento da operação do sistema sob sombreamento parcial e a resposta do controle necessária para reduzir os impactos dessa característica, mantendo o sistema com as tensões dos barramentos CC's mais estáveis possíveis.

Além disso, discutiu-se também sobre as topologias mais importantes presentes na literatura atual relacionadas ao importante fator abaixador-elevador em um único estágio de operação. Dessa forma, define-se a escolha do inversor *Split-Source* para atuar como os

módulos em cascata da proposta desse trabalho devido à suas características exploradas e vantagens em relação às outras abordadas.

Por fim, foi introduzido acerca do tema de inversores multiníveis, com os conceitos fundamentais que regem esses sistemas com exemplos de topologias recentes com módulos conversores em cascata, abordando também os sistemas de controle que serão essenciais para o entendimento dos próximos capítulos.

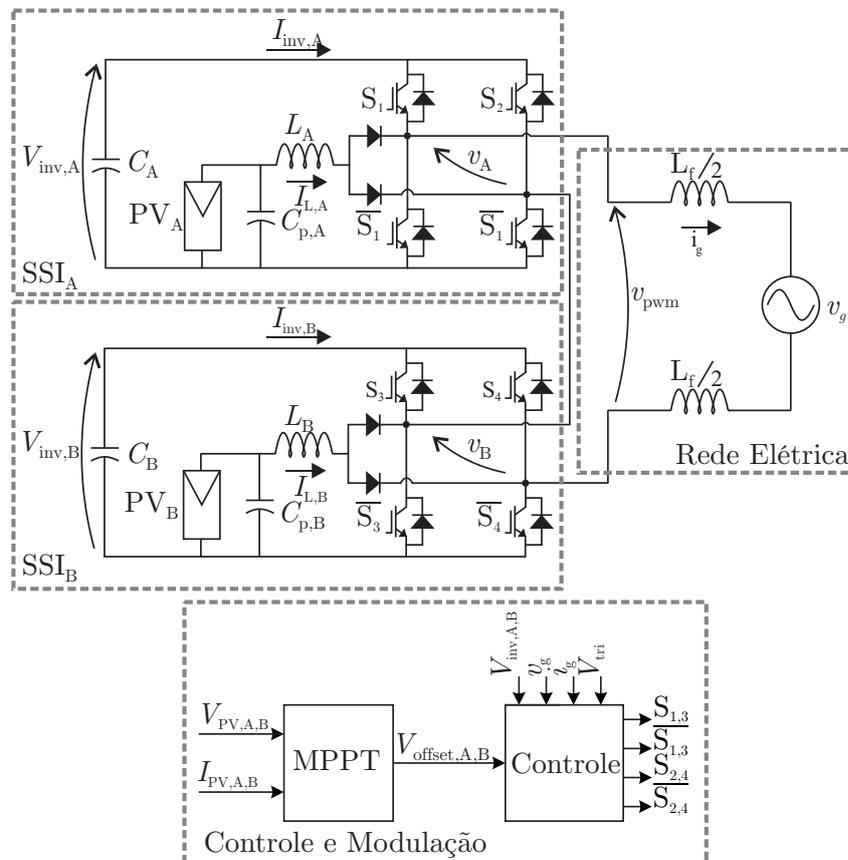
3 Topologia Multinível Proposta

Neste capítulo será apresentado o inversor multinível proposto, composto por duas células SSI em cascata, conectadas a um sistema fotovoltaico de aproximadamente 1 kW cada. Para a conexão do sistema com a rede, é proposto um sistema de controle envolvendo controladores PI's (Proporcional Integral) para controle da tensão do barramento CC dos inversores, e um controlador PR (Proporcional Ressonante) para controle da corrente a ser injetada na rede de distribuição.

3.1 Inversor multinível em cascata com células *Split-Source*

Com base na fundamentação teórica dos estudos desenvolvidos, expostos na revisão bibliográfica com um breve resumo dos principais inversores utilizados para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica, é proposta a topologia representada na Figura 13.

Figura 13 – Topologia proposta



Fonte: Elaborado pelo autor

Para compor as células conversoras, foi escolhido o inversor *Split-Source*, além de

todas as características já citadas na subseção 2.2, este conversor apresenta a vantagem de possuir uma modelagem muito semelhante ao inversor ponte completa VSI. Por conta disso, também é possível implementar controladores sem muita complexidade de projeto.

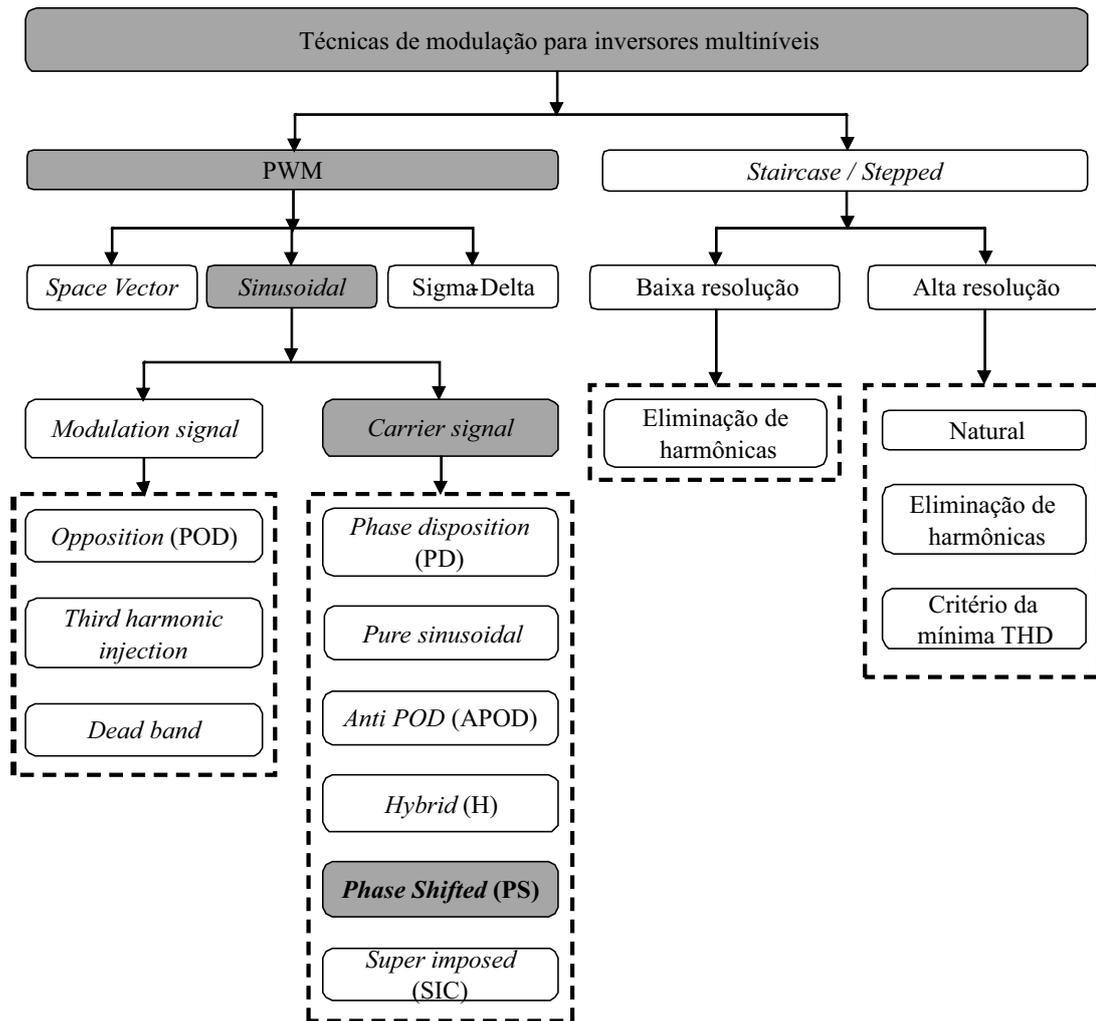
O sistema proposto, além das características já citadas dos conversores multiníveis, apresenta os seguintes pontos a serem considerados:

- Estratégia de controle que garante equilíbrio de potência entre as células;
- Não necessita de um arranjo grande de painéis em série;
- Pontes inversoras atuam em alta frequência;
- Permite uma média potência de entrada com uma baixa Taxa de Distorção Harmônica (THD) na saída.

3.2 Estratégia de Modulação

Algumas das modulações aplicáveis a inversores multiníveis são expostos no diagrama da Figura 14.

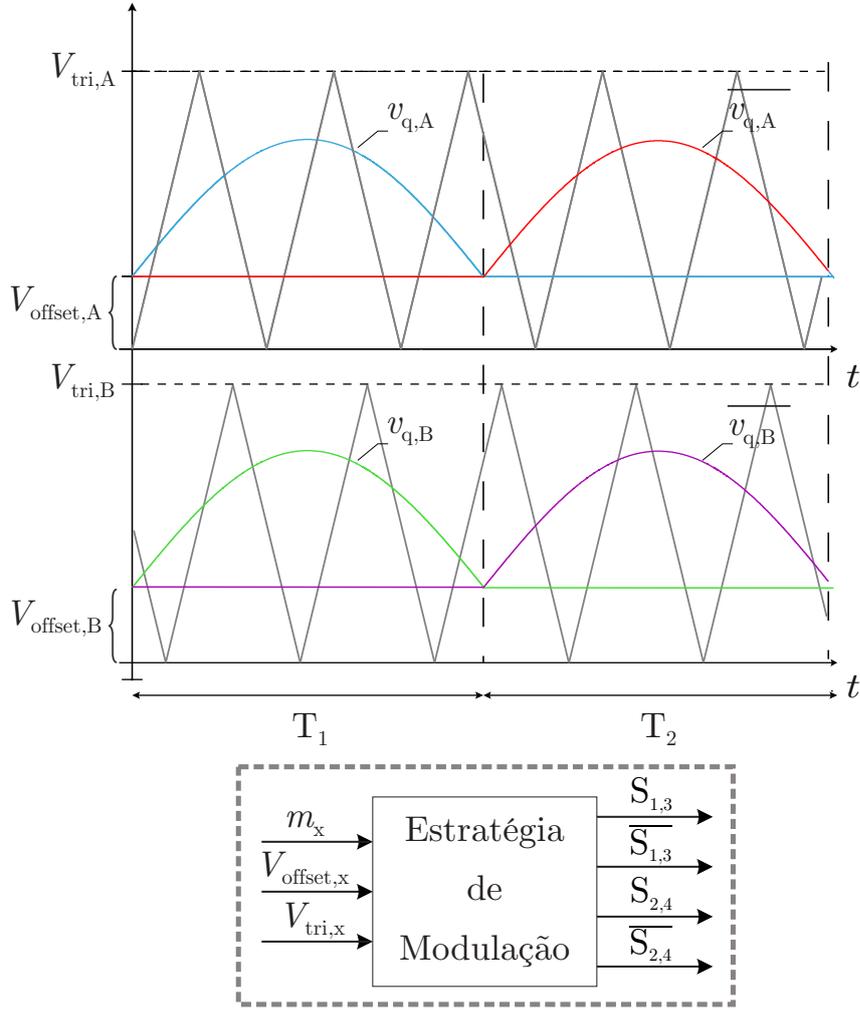
Figura 14 – Diagrama simplificado das técnicas utilizadas para obter a saída multinível



Fonte: Adaptado de (MESQUITA, 2011)

Nesse trabalho será utilizada a modulação Phase Shifted (PS) em conjunto com uma adaptação da HQSCPWM, formando então, a PS-HQSCPWM. Essa modulação permite que as tensões dos módulos SS-CMI entreguem uma saída multinível na saída, e isso é possível deslocando a portadora auxiliar da principal. Nesse caso, será utilizado uma defasagem de 90° entre portadoras, como mostra a Figura 15, em conjunto com a representação do circuito a ser implementado.

Figura 15 – Modulação PS-HQSCPWM proposta para o SS-CMI



Fonte: Elaborado pelo autor

Definindo como tensão de referência a ser sintetizada na saída do conversor como:

$$m_x = M \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

onde $x = \{A, B\}$ para cada módulo. É possível adicionar uma variável v_o^* de grau de liberdade nos sinais modulantes por meio da abordagem geométrica (Ryan; Lorenz; De Doncker, 1999) como:

$$v_o^* = \max\{C_1, C_2\} \quad (3.2)$$

onde C_1 e C_2 representam as limitações definidas como:

$$\begin{cases} C_1 = -\frac{1}{2}m_x \\ C_2 = \frac{1}{2}m_x \end{cases} \quad (3.3)$$

Dessa forma, os sinais modulantes podem ser definidos por:

$$v_{q,x} = \frac{1}{2}m_x + v_o^* + V_{\text{offset},x} \quad (3.4)$$

$$\overline{v_{q,x}} = -\frac{1}{2}m_x + v_o^* + V_{\text{offset},x}. \quad (3.5)$$

De forma a analisar os estados do inversor, é demonstrado nas Tabelas 3 e 4 a descrição dos ciclos. Para base dos níveis de tensão do inversor, a Figura 16 apresenta as referências utilizadas em um modelo genérico de cinco níveis.

Tabela 3 – Sequência de estados do inversor SS-CMI (Ciclo Positivo)

| Ciclo | I e III | | | | | | | | II | | | | | | | |
|------------------|------------|---|---|---|---|---|---|---|----|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| S1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| S2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| S3 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| S4 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| L_A | C | | | | D | | I | | C | | | | | | D | |
| L_B | D | | C | | | | | I | | D | | C | | | | |
| V_{inv} | A | 0 | B | 0 | A | 0 | B | 2 | A | 2 | B | 2 | A | 2 | B | 2 |
| $D1_A$ | Conduzindo | | | | | | | | | | | | | | | |
| $D2_B$ | Conduzindo | | | | | | | | | | | | | | | |
| $D1_A$ | Bloqueado | | | | | | | | | | | | | | | |
| $D2_B$ | Bloqueado | | | | | | | | | | | | | | | |

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 4 – Sequência de estados do inversor SS-CMI (Ciclo Negativo)

| Ciclo | IV e VI | | | | | | | | V | | | | | | | | |
|------------|------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
| S1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| S2 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| S3 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| S4 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| L_A | C | | | | D | | | I | C | | | | | | D | | |
| L_B | D | | C | | | | | I | D | C | | | | | | | |
| $-V_{inv}$ | A | 0 | B | 0 | A | 0 | B | 2 | 2 | A | 2 | B | 2 | A | 2 | B | |
| $D1_A$ | Bloqueado | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $D2_B$ | Bloqueado | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $D1_A$ | Conduzindo | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $D2_B$ | Conduzindo | | | | | | | | | | | | | | | | |

Fonte: Elaborada pelo autor.

Onde:

C: Carregando;

D: Descarregando;

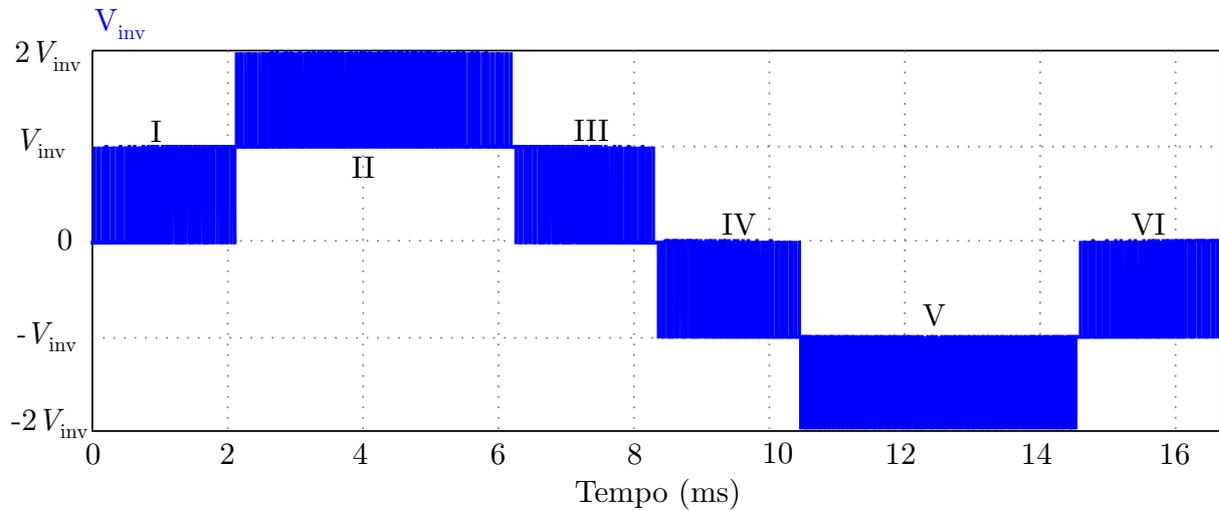
I: Inalterado;

2: Soma das tensões dos inversores.

Dessa forma, percebe-se a relação de 90° imposta pela defasagem das portadoras da modulação PS-HQSCPWM utilizada, mantendo os estágios de carga e descarga do indutor a cada sete estados de carga para o ciclo positivo e negativo de pico do inversor.

Além disso, é percebido também um fenômeno interessante que tende a causar o somatório das tensões dos inversores no ciclo positivo e negativo, proveniente dessa estratégia de modulação. No estado 7 (oitavo estado) dos ciclos positivos e negativos é mantido inalterado o estado de carga e descarga do indutor, dessa forma, impondo a tensão de dois níveis na saída, contrariando o estado zero teórico. Esse comportamento se deve principalmente à posição da variável V_{offset} em relação ao índice de modulação m , que compreende um valor ótimo de projeto para o desaparecimento desses *spikes* indesejados, porém, não tendo relação direta com a THD. Uma análise detalhada desse fenômeno é feita no capítulo 4 deste trabalho.

Figura 16 – Modulação genérica de cinco níveis



Fonte: Elaborado pelo autor

A Tabela 5 apresenta os parâmetros iniciais do projeto do sistema de controle e do dimensionamento dos componentes do conversor e modulação.

Tabela 5 – Parâmetros do sistema

| Parâmetros | Valores |
|--|----------|
| Tensão eficaz da rede $V_{g,rms}$ | 220 V |
| Tensão de entrada por módulo V_{pv} | 59,6 V |
| Corrente de entrada I_{pv} | 16,4 A |
| Potência por arranjo fotovoltaico P_{pv} | 977,77 W |
| Tensão dos barramentos CC's V_{Inv} | 260 V |
| Oscilação de alta frequência no indutor | 5% |
| Oscilação de baixa frequência no indutor | 3% |
| Oscilação de tensão no capacitor | 1% |
| Frequência de operação f_{si} | 6 kHz |
| Frequência de atualização do MPPT f_a | 200 Hz |
| Frequência da rede f | 60 Hz |

Diferentemente do método utilizado em LEE; HENG (2017) o qual equacionou otimizando os cálculos para evitar alto nível de THD, a modulação aqui será projetada com um valor inicial fixo na amplitude da tensão senoidal de referência como 0,6, visando deixar permitir a atuação do controle de forma a não saturar a modulação.

A Equação (3.6) mostra a relação de ganho total entre a saída do inversor e a

entrada do sistema em tensão contínua, enquanto que (3.7) apresenta o equacionamento do comportamento elevador do inversor em relação ao barramento CC, já o comportamento abaixador inversor é apresentado por (3.8).

$$G_{\text{Total}} = \frac{V_g}{2V_{\text{pv}}} \quad (3.6)$$

$$\frac{V_{\text{inv}}}{2V_{\text{pv}}} = \frac{1}{1 - D_{\text{conv}}} \quad (3.7)$$

$$m = \frac{V_g}{V_{\text{Inv}}} = \frac{V_{\text{sin}}}{V_{\text{tri}}} \quad (3.8)$$

Para o comportamento elevador, a razão cíclica D_{conv} é dada por (3.9).

$$D_{\text{conv}} = 1 - \frac{V_{\text{offset}}}{V_{\text{tri}}} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.7) em função de V_{inv} , e (3.8) em função de V_g , em (3.6), obtém-se a relação de (3.10).

$$G_{\text{Total}} = \frac{m}{1 - D_{\text{conv}}} \quad (3.10)$$

Por conseguinte, substituindo (3.8) e (3.9) em (3.10) e isolando V_{offset} , obtêm-se (3.11).

$$V_{\text{offset}} = \frac{V_{\text{sin}}}{G_{\text{Total}}} \quad (3.11)$$

Substituindo os valores, obteve-se V_{offset} de aproximadamente 0,23.

Para o sistema SSI operar em condição elevadora, a condição (3.12) foi satisfeita.

$$m + D_{\text{conv}} > 1 \quad (3.12)$$

3.3 Projeto dos elementos passivos

Nesta seção é realizado o projeto dos elementos passivos do sistema, sendo eles os capacitores dos barramentos CC's, o indutor principal e do filtro L para conexão com a rede. Partindo como base de que o sistema CMI é simétrico, os elementos passivos serão iguais para os dois conversores, portanto, os cálculos serão generalizados para um SSI.

3.3.1 Capacitor do barramento CC

Para o dimensionamento do capacitor de barramento CC, considera-se a equação (3.13).

$$V_{\text{inv}}(t) = \frac{1}{C} \int I_{\text{inv}}(t) dt \quad (3.13)$$

Onde:

$$I_{\text{inv}}(t) = \frac{I_g(t)}{2} m(t) \quad (3.14)$$

$$I_g(t) = I_{g_{pk}} \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (3.15)$$

$$m(t) = M \text{sen}(\omega t) \quad (3.16)$$

Substituindo (3.15) e (3.16) em (3.14):

$$I_{\text{inv}}(t) = \frac{I_{g_{pk}}}{2} \text{sen}(\omega t + \phi) M \text{sen}(\omega t) \quad (3.17)$$

Substituindo (3.17) em (3.13) tem-se:

$$V_{\text{inv}}(t) = \frac{1}{C} \int \frac{I_{g_{pk}}}{2} \text{sen}(\omega t + \phi) M \text{sen}(\omega t) dt \quad (3.18)$$

Considerando o fator de potência unitário, a equação (3.18) pode ser simplificada como:

$$V_{\text{inv}}(t) = \frac{I_{g_{pk}} M}{2C} \int \text{sen}^2(\omega t) dt \quad (3.19)$$

Resolvendo a integral, define-se a tensão no capacitor variante no tempo:

$$V_{\text{inv}}(t) = \frac{I_{g_{pk}} M}{4C\omega} [\sin(2\omega t) - 2\omega t] + V_{\text{inv}}(0) \quad (3.20)$$

Considerando o sistema em regime permanente, desconsidera-se o termo $-2\omega t$:

$$V_{\text{inv}}(t) = \frac{I_{g_{pk}} M}{4C\omega} \sin(2\omega t) + V_{\text{inv}}(0) \quad (3.21)$$

Para encontrar a variação (ΔV_{inv}), faz-se a diferença do ponto máximo da função de $V_{\text{inv}}(t)$ com seu valor médio, dessa forma:

$$\Delta V_{\text{inv}} = V_{\text{inv}}\left(\frac{\pi}{4}\right) - V_{\text{inv}}(0) = \frac{I_{gpk}M}{4C\omega} \sin\left(2\omega\frac{\pi}{4}\right) \quad (3.22)$$

Portanto, a equação que extrai a capacitância em função da variação de tensão no barramento CC pode ser definida como:

$$C = \frac{I_{gpk}M}{4\omega\Delta V_{\text{inv}}} \quad (3.23)$$

Onde:

$$\omega = 2\pi f$$

M : Magnitude do índice de modulação variante no tempo $m(t)$

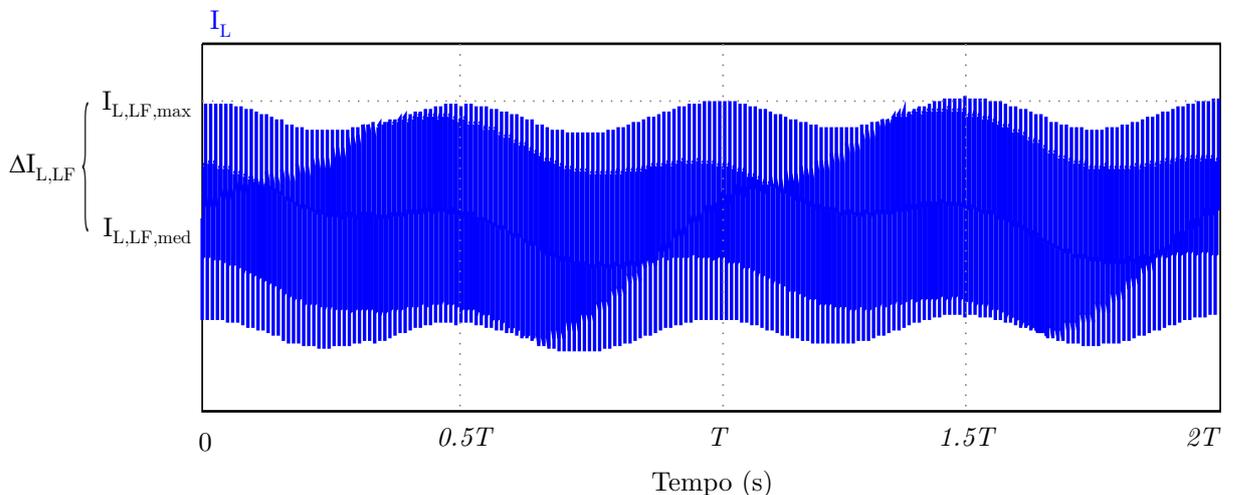
Substituindo os valores a partir da Tabela 5, obteve-se o valor de 2,7 mF, para fins de simulação, a capacitância será aproximada em 3 mF.

3.3.2 Indutor principal

Para o dimensionamento do indutor principal, é necessário considerar duas variáveis importantes. L_{LF} (Indutor para baixa frequência), alocada no dobro da frequência do sinal modulador e L_{HF} (Indutor para alta frequência) posicionada na frequência da portadora de referência. Inicialmente, definimos como referência 10% para a ondulação de alta frequência e 3% para de baixa frequência.

O comportamento da corrente do indutor em baixa frequência é ilustrado na Figura 17.

Figura 17 – Representação da corrente do indutor em baixa frequência



Fonte: Elaborado pelo autor

Onde:

$$T = \frac{1}{f}$$

Para o comportamento da ondulação de baixa frequência, considera-se que sempre estará fluindo corrente para o capacitor de barramento, já que os diodos se alternam entre si. Dessa forma, pode-se definir o seguinte equacionamento:

$$V_{L_{LF}}(t) = L_{LF} \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - d(t)V_{inv}(t) \quad (3.24)$$

Onde $d(t)$, como mencionado, será considerado como unitário. Portanto, substituindo (3.20) em (3.24):

$$L_{LF} \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - \frac{I_{gpk}M}{4C\omega} [\sin(2\omega t) - 2\omega t] + V_{inv}(0) \quad (3.25)$$

Integrando ambos os lados da equação e isolando $I_L(t)$:

$$I_{L_{LF}}(t) = \frac{1}{L_{LF}} \int [V_{pv} - \frac{I_{gpk}M}{4C\omega} (\sin(2\omega t) - 2\omega t) + V_{inv}(0)] dt \quad (3.26)$$

A resolução da integral indefinida é obtida como:

$$I_{L_{LF}}(t) = \frac{1}{L_{LF}} [t(V_{pv} - V_{inv}(0)) - \frac{I_{gpk}M}{8C\omega^2} (-\cos(2\omega t) - \omega t^2)] + I_{L_{LF}}(0) \quad (3.27)$$

De forma semelhante ao equacionamento da variação de tensão no capacitor de barramento, considera-se o sistema em regime permanente, portanto, os termos não oscilatórios são desconsiderados da equação.

Substituindo o ponto máximo da função variante no tempo $I_L(t)$:

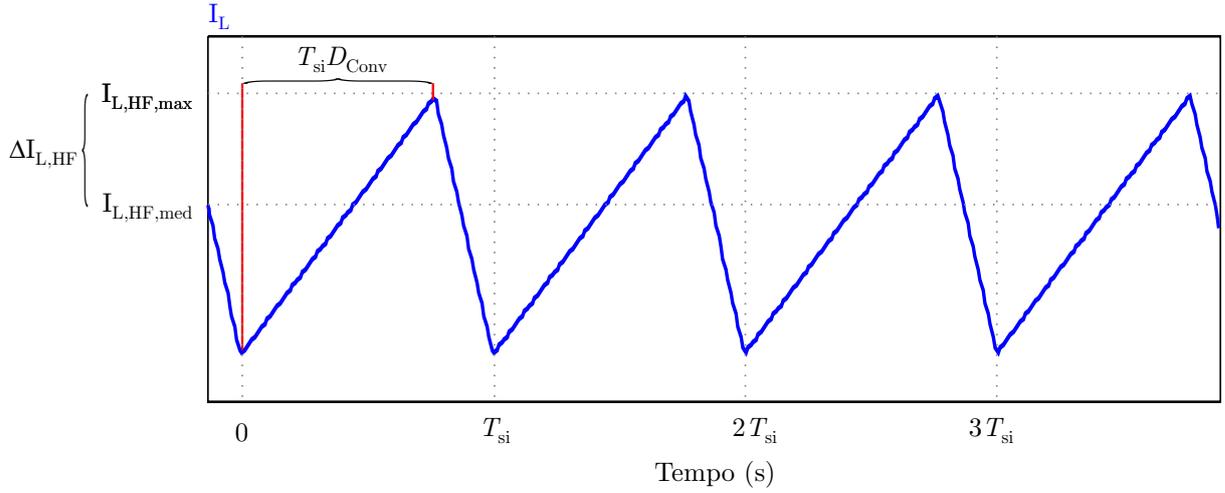
$$\Delta I_{L_{LF}} = I_{L_{LF},\max} - I_{L_{LF},\med} = \frac{1}{L_{LF}} \left[\frac{I_{gpk}M}{4C\omega^2} (\cos(4\omega\pi)) \right] \quad (3.28)$$

Isolando o termo de indutância L_{LF} :

$$L_{LF} = \frac{I_{gpk}M}{4\Delta I_{L_{LF}} C\omega^2} \quad (3.29)$$

Já para o comportamento do indutor em altas frequências, divide-se o equacionamento para os tempos de carga e descarga. A Figura 18 apresenta uma generalização da corrente variante no tempo em alta frequência do indutor.

Figura 18 – Representação da corrente do indutor em alta frequência



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir do exposto, faz-se:

$$\begin{cases} T_{si} D_{conv}, V_{pv} \\ T_{si}(1 - D_{conv}), V_{pv} - V_{inv} \end{cases} \quad (3.30)$$

A corrente no indutor pode ser definida como:

$$I_{LHF}(t) = \frac{1}{L_{HF}} \int V_{LHF}(t) dt \quad (3.31)$$

O valor máximo da função $I_L(t)$ acontece no limite da carga do indutor. Portanto, faz-se a integral:

$$I_{LHF,max} = \frac{1}{L_{HF}} \int_0^{T_{si} D_{conv}} V_{pv} dt \quad (3.32)$$

Dessa forma, a resolução da equação (3.32) pode ser explicitada como:

$$I_{LHF,max} = \frac{V_{pv} T_{si} D_{conv}}{L_{HF}} + I_{LHF}(0) \quad (3.33)$$

Onde:

$$T_{si} = \frac{1}{f_{si}}$$

Como mostrado no equacionamento do capacitor, a variação ΔI_L pode ser encontrada como a diferença entre o termo máximo e médio da função analisada. Portanto:

$$\Delta I_{LHF} = I_{LHF,max} - I_{LHF}(0) = \frac{V_{pv} D_{conv}}{L_{HF} f_{si}} \quad (3.34)$$

Finalmente, isolando o termo da indutância:

$$L_{\text{HF}} = \frac{V_{\text{pv}} D_{\text{conv}}}{\Delta I_{L_{\text{HF}}} f_{si}} \quad (3.35)$$

Onde, obteve-se os valores de L_{LF} para 8,9 mH e L_{HF} para 4,8 mH.

Para certificar de que a corrente no indutor será contínua, o somatório dos deltas de baixa e alta frequência precisa ser menor que o dobro da corrente média, portanto:

$$L_{\text{min}} = \frac{1}{2I_{\text{pv}}} \left[\frac{I_{gpk} M}{8C\omega^2} + \frac{V_{\text{pv}} D_{\text{conv}}}{f_{si}} \right] \quad (3.36)$$

Onde, obteve-se o valor de 0,37 mH.

Para esse trabalho, escolheu-se o indutor de 8,9 mH, abrangendo as baixas e altas frequências, estabelecendo, portanto, uma variação $\Delta I_{L_{\text{HF}}}$ de aproximadamente 5%.

3.3.3 Filtro L para Conexão com a Rede

Uma comparação entre as normas brasileiras e a IEC e IEEE feita por FIGUEIRA et al. em 2015 é apresentada na Tabela 6, nesse trabalho será utilizado como base apenas a norma brasileira ABNT NBR 16149:2013, que estabelece as recomendações específicas para a interface de conexão entre os sistemas fotovoltaicos e a rede elétrica de distribuição. Além disso, a norma ABNT NBR IEC 62116 também estabelece o limite de THD sendo como 5%.

Tabela 6 – Comparação entre a norma brasileira e a IEC e IEEE

| | ABNT 16149:2013 | IEC 61727:2004 | IEEE 1547:2003 |
|-------------------------------|----------------------------|---------------------------|---------------------------|
| Harmônicas Ímpares | Limite | Limite | Limite |
| < 9° | < 4,0% | < 4,0% | ≤ 4,0% |
| 11° a 15° | < 2,0% | < 2,0% | ≤ 2,0% |
| 17° a 21° | < 1,5% | < 1,5% | ≤ 1,5% |
| 23° a 33° | < 0,6% | < 0,6% | ≤ 0,6% |
| > 35° | - | - | ≤ 0,3% |
| Harmônicas Pares | Limite | Limite | Limite |
| 2° a 8° | < 1,0% | < 1,0% | ≤ 1,0% |
| 10° a 14° | < 0,5% | < 0,5% | ≤ 0,5% |
| 16° a 20° | < 0,5% | < 0,5% | ≤ 0,375% |
| 22° a 34° | < 0,5% | < 0,5% | ≤ 0,15% |
| > 36° | - | - | ≤ 0,075% |

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

Como a frequência de comutação do inversor está acima da ordem harmônica 33°, a norma brasileira não especifica uma exigência explícita. Dessa forma, será considerado um valor arbitrário para o filtro dessa frequência, respeitando os limites de 5% da THD e das ordens inferiores.

Portanto, o cálculo da indutância pode ser feito considerando a tensão no indutor como:

$$V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.37)$$

Aplicando a transformada de *Laplace*:

$$V_L(s) = LsI_L \quad (3.38)$$

Substituindo $s = j\omega$ e aplicando o valor de módulo em ambos os lados da equação:

$$|V_L(j\omega)| = |Lj\omega I_L| \quad (3.39)$$

Isolando L tem-se que:

$$L = \frac{V_L(\omega)}{I_L\omega} \quad (3.40)$$

A harmônica mais significativa entre a fundamental e a de comutação é a de 3º ordem, portanto, para calcular o valor mínimo de indutância necessária para que o filtro se encontre dentro da norma, substitui-se os valores:

$$\omega = 360\pi$$

$$I_L = 4\%I_{gpk}$$

A tensão no indutor pode ser substituída pela amplitude da tensão na frequência da harmônica de 3º ordem. Esse valor pode ser obtido através de simulação ou em análise da modulação por *Fourier* do espectro harmônico. Nesse caso encontrou-se o valor de 1 V.

Substituindo os valores, obteve-se uma indutância de 1,75 mH.

Já para a frequência de comutação, substitui-se os valores por:

$$\omega = 12000\pi$$

$$I_L = 2\%I_{gpk}$$

Dessa forma obteve-se uma indutância de 3,37 mH.

Na seção de resultados onde a análise da FFT é obtida, percebe-se que por conta da modulação utilizada, a harmônica de ordem 300º tem amplitude maior que a frequência de comutação, portanto se torna necessário o cálculo para segurança e melhor confiabilidade.

Nesse sentido, substitui-se os seguintes valores na equação (3.40):

$$\omega = 36000\pi$$

$$I_L = 2\%I_{gpk}$$

Dessa forma, obteve-se um valor de 1,6 mH.

Considerando os três itens citados, adotou-se a indutância de valor de 3 mH para fins de simulação.

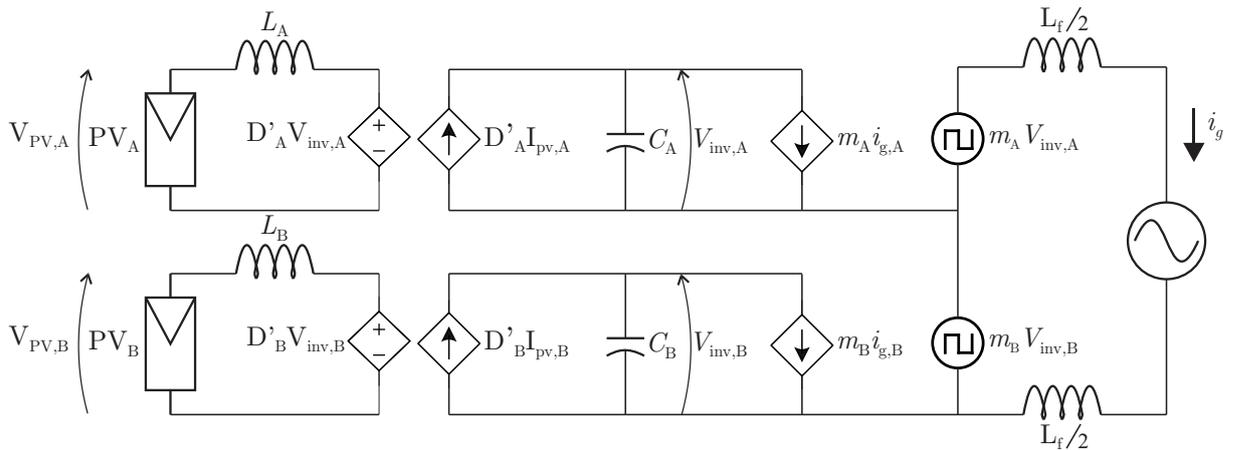
3.4 Modelagem Dinâmica

Para modelagem dinâmica do sistema, será separado em duas seções principais, modelando inicialmente para o modelo de corrente da rede com tensão controlada do

barramento CC para o projeto do controlador PR da célula principal, assim como o modelo de tensão para a implementação dos controladores PI's. O circuito equivalente do SS-CMI é apresentado na Figura 19, onde a variável D' denota a seguinte relação:

$$D' = \frac{V_{tri}}{V_{offset}} \quad (3.41)$$

Figura 19 – Circuito equivalente do SS-CMI

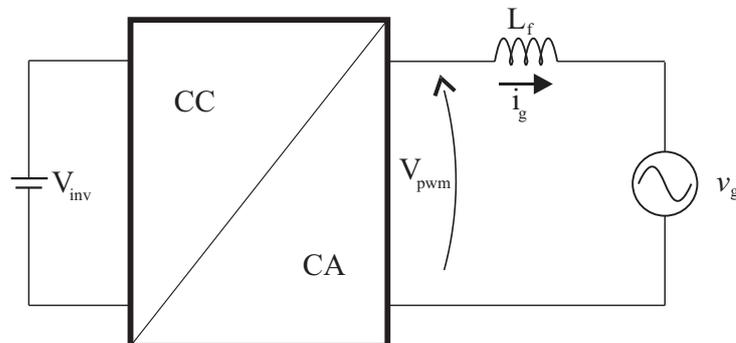


Fonte: Elaborado pelo autor

3.4.1 Modelo de corrente com tensão controlada

O inversor de tensão tem como função realizar a conversão de uma corrente CC, I_{inv} , numa corrente sinusoidal, I_g , que nesse caso, será injetada na rede. Para realizar a modelagem de grandes sinais da corrente por tensão controlada na célula principal, o sistema é simplificado com as variáveis a serem equacionadas, como demonstra a Figura 20.

Figura 20 – Simplificação do modelo controlado por tensão



Fonte: Elaborado pelo autor

Com base nas Leis de *Kirchhoff*, o equacionamento do circuito é demonstrado por:

$$V_L(t) = V_{\text{pwm}}(t) - V_g(t) \quad (3.42)$$

Onde:

$$V_{\text{pwm}}(t) = m_A(t)V_{\text{inv}_A} + m_B(t)V_{\text{inv}_B} \quad (3.43)$$

$$V_L(t) = L_f \frac{di_g(t)}{dt} \quad (3.44)$$

Como se trata de um sistema SISO (*Single Input Single Output*), substituiu-se $m = m_A = m_B$ e $2V_{\text{inv}} = V_{\text{inv}_A} + V_{\text{inv}_B}$ na equação (3.43), e a mesma pode ser reescrita como:

$$V_{\text{pwm}}(t) = 2mV_{\text{inv}} \quad (3.45)$$

Substituindo (3.44) e (3.45) em (3.43), tem-se:

$$L_f \frac{di_g(t)}{dt} = 2m(t)V_{\text{inv}} - V_g(t) \quad (3.46)$$

Aplicando transformada de Laplace em (3.46), pode-se escrever a equação (3.47).

$$L_f s i_g(t) = 2m(s)V_{\text{inv}} - V_g(s) \quad (3.47)$$

A planta em questão apresenta característica não linear, e por isso, requer a utilização de um método de linearização. Dessa forma, o valor de pico do índice de modulação (variável de entrada) e a corrente de conexão com a rede do inversor (variável de saída) são perturbadas, e os elementos constantes (regime permanente), são eliminados.

As variáveis de linearização são apresentadas em (3.48), (3.49) e (3.50).

$$V_g = V_{g_{pk}} \quad (3.48)$$

$$m_{pk} = M_{pk} + \hat{m}_{pk} \quad (3.49)$$

$$i_g = I_{g_{pk}} + \hat{i}_{g_{pk}} \quad (3.50)$$

Substituindo (3.48), (3.49) e (3.50) em (3.47), tem-se a expressão (3.51).

$$2V_{inv}(M_{pk} + \hat{m}_{pk}) - V_{gpk} = L_f s(I_{gpk} + \hat{i}_{gpk}) \quad (3.51)$$

Eliminando os termos constantes em regime permanente, tem-se:

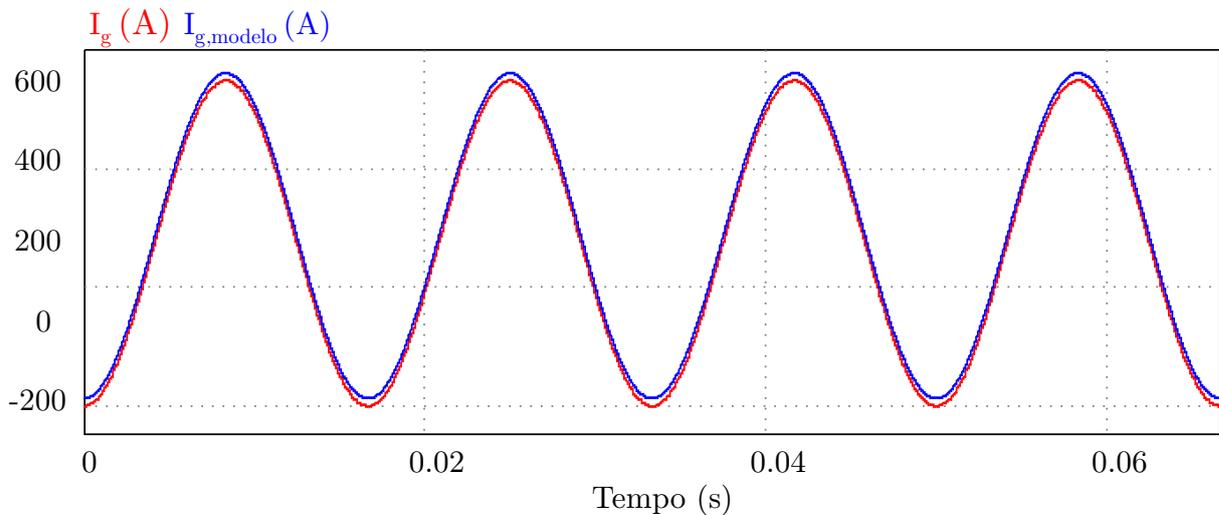
$$2V_{inv}\hat{m}_{pk} = L_f s\hat{i}_{gpk} \quad (3.52)$$

Finalmente, isolando a relação de entrada e saída do sistema, é obtida a equação (3.53).

$$G_i = \frac{\hat{i}_{gpk}}{\hat{m}_{pk}} = \frac{2V_{inv}}{L_f s} \quad (3.53)$$

A validação do modelo obtido é obtida na Figura 21 com uma pequena diferença de amplitude, devido a aproximações adotadas.

Figura 21 – Validação do modelo controlado por corrente



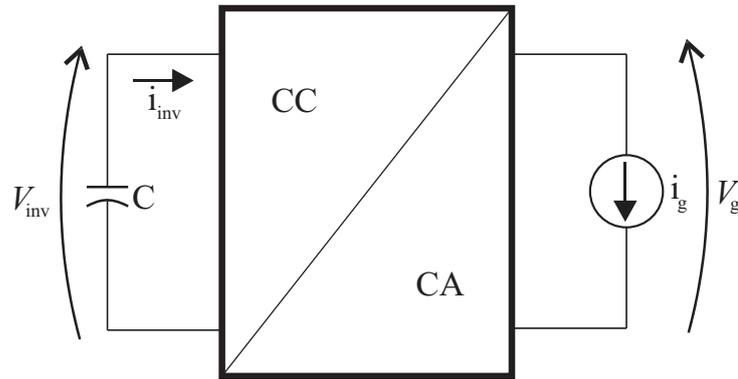
Fonte: Elaborado pelo autor

3.4.2 Modelo de tensão com corrente controlada

O controlador de corrente realiza a quantificação da corrente a ser injetada na rede com base no que está conectado à entrada do sistema, entretanto, para o correto funcionamento, é necessário que se haja um nível mínimo de tensão no barramento CC, que é garantido por um controlador de tensão. Dessa forma, ambos os modelos das células serão extraídos com esse equacionamento, apenas mudando as variáveis a serem controladas.

Para obter o modelo de tensão com corrente controlada, o sistema representativo é ilustrado na Figura 22.

Figura 22 – Simplificação do modelo controlado por corrente



Fonte: Elaborado pelo autor

Partindo do pressuposto de um sistema ideal e sem perdas, o sistema pode ser representado como uma igualdade de potências entre entrada e saída. Dessa forma:

$$P_{in} + P_{out} = \frac{C}{2} \frac{d(V_{inv}(t)^2)}{dt} \quad (3.54)$$

Considerando a potência de saída como variante no tempo:

$$P_{out}(t) = i_{gpk} \cos(\omega t) V_{gpk} \cos(\omega t) \quad (3.55)$$

Usando da trigonometria:

$$P_{out}(t) = i_{gpk} V_{gpk} \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \quad (3.56)$$

Como será trabalhado apenas com potência ativa nesse sistema, realizamos a integração da equação (3.56) e aplicamos o Teorema do Valor Médio:

$$P_{out}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{gpk} V_{gpk} \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} dt \quad (3.57)$$

Dessa forma, obtém-se:

$$P_{out}(t) = \frac{i_{gpk}(t) V_{gpk}(t)}{2} \quad (3.58)$$

Da mesma forma, a potência de entrada é dada por:

$$P_{in}(t) = V_{pv} I_{pv} \quad (3.59)$$

Nesse caso, a tensão do barramento CC será controlada a partir da saída, e portanto, a potência de entrada será considerada como um distúrbio. Dessa forma, substituindo (3.58) em (3.54), tem-se:

$$\frac{i_{g_{pk}}(t)V_{g_{pk}}(t)}{2} = \frac{C}{2} \frac{d(V_{inv}(t)^2)}{dt} \quad (3.60)$$

Da mesma forma que a modelagem do sistema anterior, a planta necessita de linearização, portanto, faz-se:

$$V_{g_{pk}}(t) = V_{g_{pk}} + v_{g_{pk}}^{\hat{}}(t) \quad (3.61)$$

$$V_{inv_{pk}}(t) = V_{inv_{pk}} + v_{inv_{pk}}^{\hat{}}(t) \quad (3.62)$$

$$i_{g_{pk}}(t) = I_{g_{pk}} \quad (3.63)$$

Substituindo (3.61), (3.62) e (3.63) em (3.60):

$$\frac{i_{g_{pk}}(t)(V_{g_{pk}} + v_{g_{pk}}^{\hat{}}(t))}{2} = \frac{C}{2} \frac{d((V_{inv_{pk}} + v_{inv_{pk}}^{\hat{}}(t))^2)}{dt} \quad (3.64)$$

Simplificando a equação (3.64) utilizando da Regra do Produto, tem-se:

$$I_{g_{pk}}v_{g_{pk}}^{\hat{}}(t) = 2sCV_{inv_{pk}}v_{inv_{pk}}^{\hat{}}(t) \quad (3.65)$$

Para o equacionamento da malha que será controlada pelo controlador PI da célula principal, isola-se a variável de entrada sobre saída, sendo a entrada a tensão V_{inv} e a saída $I_{g_{pk}}$. A equação final, considerando a equação (3.8), é dada por:

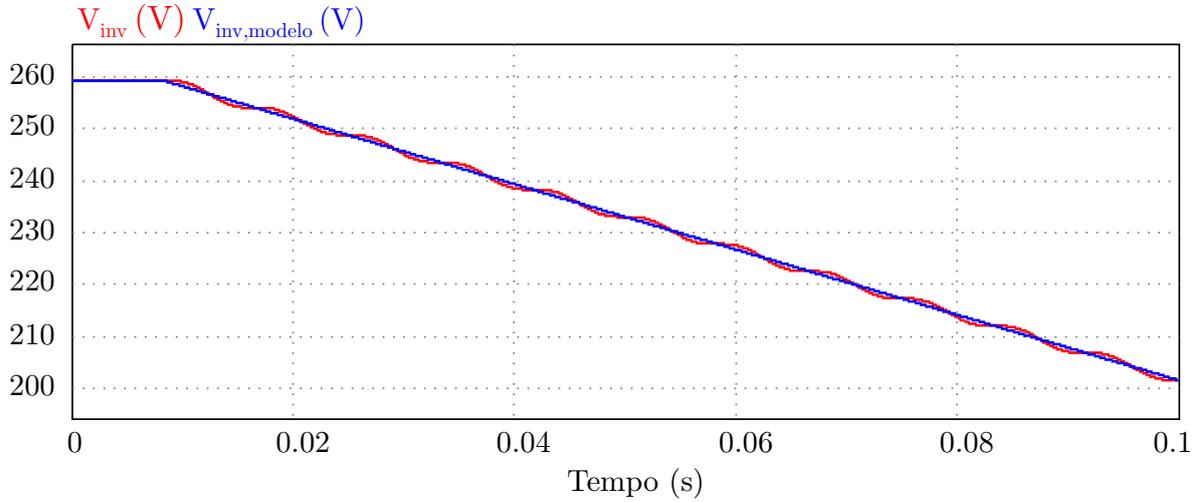
$$G_{v_A} = \frac{V_{inv}(s)}{I_{g_{pk}}(s)} = \frac{m}{2sC} \quad (3.66)$$

Já para a malha que será controlada pelo controlador PI da célula auxiliar, a variável de saída será o próprio índice de modulação do conversor:

$$G_{v_B} = \frac{V_{inv}(s)}{m(s)} = \frac{I_{g_{pk}}}{2sC} \quad (3.67)$$

Os modelos obtidos através das equações (3.66) e (3.67) são apresentados através da Figura 23, já que são idênticos. Nesse caso, é possível observar apenas a parcela linear devido ao modelo adotado.

Figura 23 – Modelo da planta para controle de tensão com fonte de corrente

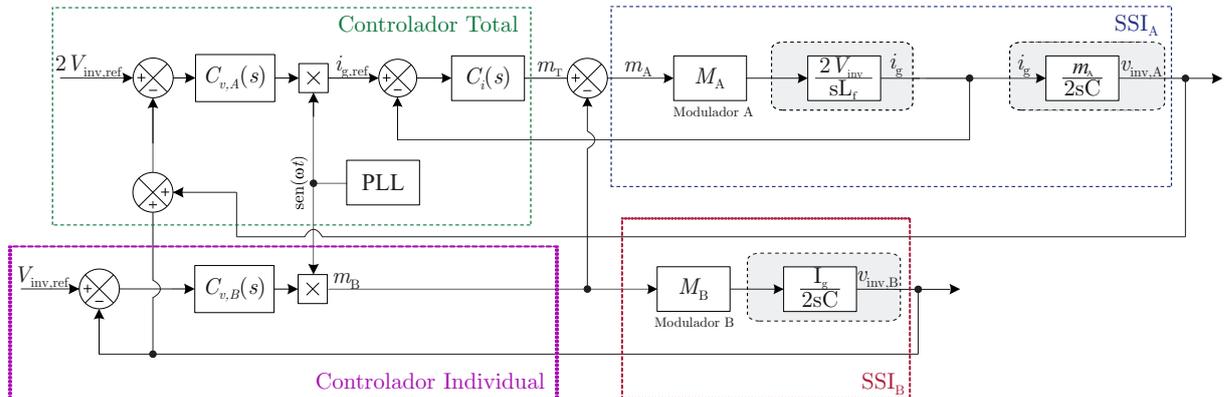


Fonte: Elaborado pelo autor

3.5 Sistema de Controle

Nessa seção será apresentado o projeto do sistema de controle para a topologia proposta. A Figura 24 ilustra o sistema de controle completo.

Figura 24 – Sistema de controle completo



Fonte: Elaborado pelo autor

Para o controle de tensão do barramento CC da célula principal, projetou-se um controlador Proporcional Integral atuando com a soma das tensões dos inversores. Dessa forma, mesmo que os controladores atuem individualmente, o controlador da célula principal manterá a corrente com base na potência total do sistema, evitando desequilíbrio entre os conversores, que poderia ocasionar distorções na corrente de conexão com a rede elétrica.

Tendo-se o sinal de saída do controlador convertido em sinal sinusoidal como referência de corrente através de um bloco PLL, é projetado um controlador Proporcional Ressonante para atuar no rastreamento da corrente elétrica disponível a ser injetada na rede. Para forçar o controlador a atuar apenas no conversor principal, é subtraído o sinal resultante da malha de controle do barramento auxiliar. Esse controlador é uma alternativa com comportamento equivalente ao controlador PI em referencial síncrono.

Já para o conversor auxiliar é implementado um outro controlador PI para manter a tensão do barramento constante. Nessa estratégia, é adotado o controle com referencial de tensão instantânea medida, fazendo-o atuar diretamente no modulador do conversor devendo passar também por um bloco PLL.

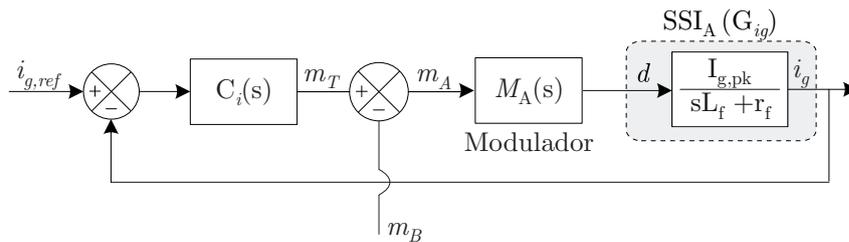
Por fim, é implementando o método de rastreamento de máxima potência, para garantir que os painéis fotovoltaicos sempre injetem a máxima potência possível na rede.

3.5.1 Projeto do Sistema de Controle

Nessa subseção será exposto o projeto do sistema de controle, com base nos dados da Tabela 5, utilizando o *software* Simulink®.

3.5.1.1 Controlador PR de Corrente da Rede Elétrica

A Figura 25 apresenta as conexões entre o sistema de controle, sistema de modulação e conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor

A Tabela 7 apresenta os dados iniciais para os dimensionamentos dos valores do controlador.

A partir da Figura 25 obtém-se da função de transferência de malha aberta compensada, dada por:

$$FTMA_{i_g}(s) = C_i(s)M_A(s)G_i(s) \quad (3.68)$$

Tabela 7 – Dados Iniciais do Controlador PR

| Parâmetros | Valores |
|---|---------|
| Frequência de cruzamento por zero dB f_{cz} | 600 Hz |
| Ganho do sensor de corrente G | 1 |

Fonte: Elaborado pelo autor

Onde a função de transferência do controlador PR, é dada por:

$$C_i(s) = K_{PR} \frac{s^2 + 2\zeta\omega_0 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.69)$$

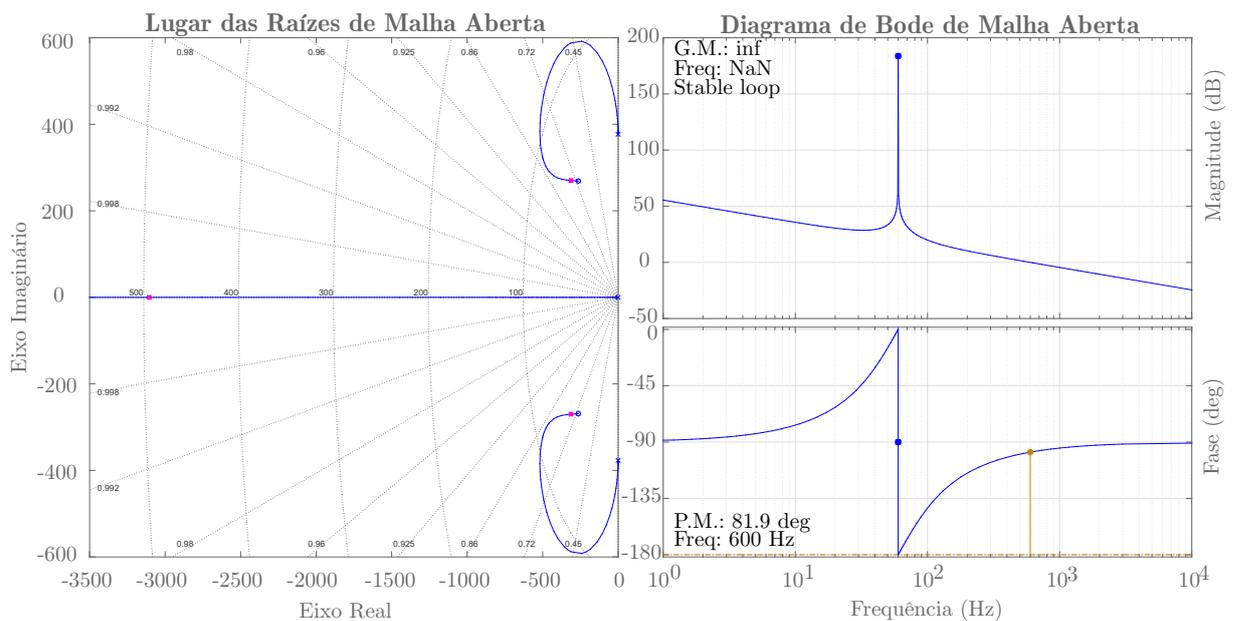
A Tabela 8 apresenta os valores iniciais para localizar a frequência de 600 Hz (uma década abaixo da frequência de operação).

Tabela 8 – Dados Iniciais para controlador PR para controle de corrente

| Parâmetros | Frequência Natural | Amortecimento |
|---------------|--------------------|---------------|
| Polo Complexo | 60 Hz | 0 |
| Zero Complexo | 60 Hz | 0,7 |

Dessa forma, o Diagrama de Bode e o Lugar das Raízes (LGR) do controlador são ilustrados na Figura 26.

Figura 26 – Diagrama de Bode e LGR do controlador PR



Fonte: Elaborado pelo autor

A Equação (3.70) apresenta a função de transferência final do controlador de corrente.

$$C_i(s) = K_{PR} \frac{s^2 + 528s + 142000}{s^2 + 142000} \quad (3.70)$$

A partir de (3.53), (3.68)-(3.70) e considerando $s = j2\pi f_{cz,id}$ obtém-se o ganho K_{PR} de 0,0473.

3.5.1.2 Controlador PI de Tensão do Barramento CC da Célula principal

A Figura 27 apresenta as conexões para o sistema de controle em tensão da célula principal. A partir deste diagrama obtém-se a função de transferência de malha aberta (FTMA) compensada de tensão, dada por:

$$FTMA_{v_A}(s) = C_{v_A}(s)G_{v_A}(s)FTMF_{G_i}(s) \quad (3.71)$$

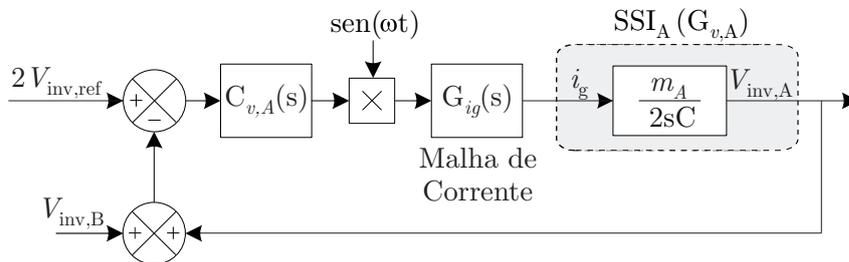
Onde a função de transferência de malha fechada de corrente ($FTMF_{G_i}$) é dada por:

$$FTMF_{G_i}(s) = \frac{C_i(s)G_i(s)}{1 + C_i(s)G_i(s)} \quad (3.72)$$

E a função de transferência generalizada do controlador PI por:

$$C_v(s) = K_{PI} \frac{s + Z_{PI}}{s} \quad (3.73)$$

Figura 27 – Controlador PI da célula principal



Fonte: Elaborado pelo autor

O projeto do controlador PI será baseado no método da banda passante, onde o zero do controlador deve ser alocado pelo menos uma década abaixo do controlador de corrente para não afetar no rastreamento da referência. Para isso, inicialmente é necessário

que a equação da função de transferência de malha fechada (FTMF) da planta e do modelo do controlador sejam extraídas. Dessa forma, a FTMF é definida como:

$$FTMF_{v_A}(s) = \frac{FTMA_{v_A}(s)}{1 + FTMA_{v_A}(s)} \quad (3.74)$$

Para que o método mencionado possa ser possível de ser implementado, precisa-se de que a planta seja de ordem quadrática. Nesse caso, é possível que se faça uma aproximação da planta $FTMA_{v_A}(s)$ desconsiderando o termo $FTMF_{G_i}(s)$, já que esse controlador atuará com uma frequência de corte muito menor que o ressonante de corrente.

Dessa forma, substituindo (3.66) e (3.73) em (3.71) e o resultado em (3.74), tem-se:

$$FTMF_{v_A}(s) = \frac{mK_{PIA}s + Z_{PI}mK_{PIA}}{2Cs^2 + mK_{PIA}s + mK_{PIA}Z_{PIA}} \quad (3.75)$$

Dividindo toda a equação por $2C$:

$$FTMF_{v_A}(s) = \frac{\frac{mK_{PIA}s}{2C} + \frac{mZ_{PI}K_{PIA}}{2C}}{s^2 + \frac{mK_{PIA}s}{2C} + \frac{mK_{PIA}Z_{PIA}}{2C}} \quad (3.76)$$

Nota-se que a equação (3.76) exhibe uma forma de equação de ordem quadrática como:

$$G_q(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.77)$$

Dessa forma, substituindo $j\omega_b$ por ω_n em (3.76), onde ω_b é a largura da banda passante com módulo de -3,01 dB como em (CAMARGO, 2006), a equação obtida de ω_n em função de ω_b é definida como:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (3.78)$$

Igualando os termos de (3.77) em (3.76) e substituindo (3.78):

$$2\zeta\omega_n s = \frac{mK_{PIA}s}{2C} \quad (3.79)$$

$$\omega_n^2 = \frac{mZ_{PI}K_{PIA}}{2C} \quad (3.80)$$

Isolando K_{PIA} em (3.79) e Z_{PIA} em (3.80), tem-se os termos do controlador:

$$K_{PIA} = \frac{4C\zeta\omega_n}{m} \quad (3.81)$$

$$Z_{PI_A} = \frac{2C\omega_n^2}{mK_{PI_A}} \quad (3.82)$$

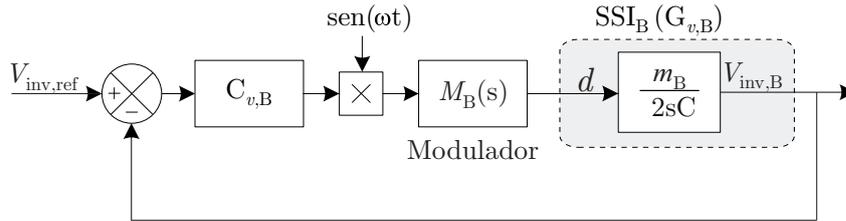
Com a frequência de banda passante alocada em $30Hz$, e substituindo nas equações (3.81) e (3.82), define-se o valor de ganho do controlador K_{PI} sendo como 1,2879 e o zero Z_{PI} sendo como 65,7115.

3.5.1.3 Controlador PI de Tensão do Barramento CC da Célula auxiliar

Da mesma forma, a Figura 28 ilustra as conexões para o sistema de controle em tensão da célula auxiliar. A partir deste diagrama obtém-se da função de transferência de malha aberta compensada de tensão, dada por:

$$FTMA_{v_B}(s) = C_{v_B}(s)M_B(s)G_{v_B}(s) \quad (3.83)$$

Figura 28 – Controlador PI da célula auxiliar



Fonte: Elaborado pelo autor

Para esse controlador, será utilizada a mesma metodologia do anterior, porém, agora a variável de saída do controle será o índice de modulação m . Dessa forma, a FTMF pode ser definida como:

$$FTMF_{v_i_B}(s) = \frac{\frac{I_{gpk}K_{PI_B}s}{2C} + \frac{I_{gpk}Z_{PI}K_{PI_B}}{2C}}{s^2 + \frac{I_{gpk}K_{PI_B}s}{2C} + \frac{I_{gpk}K_{PI}Z_{PI_B}}{2C}} \quad (3.84)$$

Igualando os termos de (3.77) em (3.84) e substituindo (3.78):

$$2\zeta\omega_n s = \frac{I_{gpk}K_{PI_B}s}{2C} \quad (3.85)$$

$$\omega_n^2 = \frac{I_{gpk}Z_{PI}K_{PI_B}}{2C} \quad (3.86)$$

Isolando K_{PI_B} em (3.79) e Z_{PI_B} em (3.80), tem-se os termos do controlador:

$$K_{PI_B} = \frac{4C\zeta\omega_n}{I_{gpk}} \quad (3.87)$$

$$Z_{PI_B} = \frac{2C\omega_n^2}{I_{gpk} K_{PI_B}} \quad (3.88)$$

Com a frequência de banda passante alocada em 30Hz , e substituindo nas equações (3.87) e (3.88), define-se o valor de ganho do controlador K_{PI_B} sendo como 0,0615 e o zero Z_{PI_B} sendo como 65,7115.

Como a frequência de banda passante dos controladores são iguais, os diagramas de bode também são idênticos, a Figura 29 mostra o diagrama de bode dos controladores em malha aberta e fechada, enquanto que a Figura 30 mostra o lugar das raízes de malha aberta do sistema.

Figura 29 – Diagrama de Bode do controlador PI

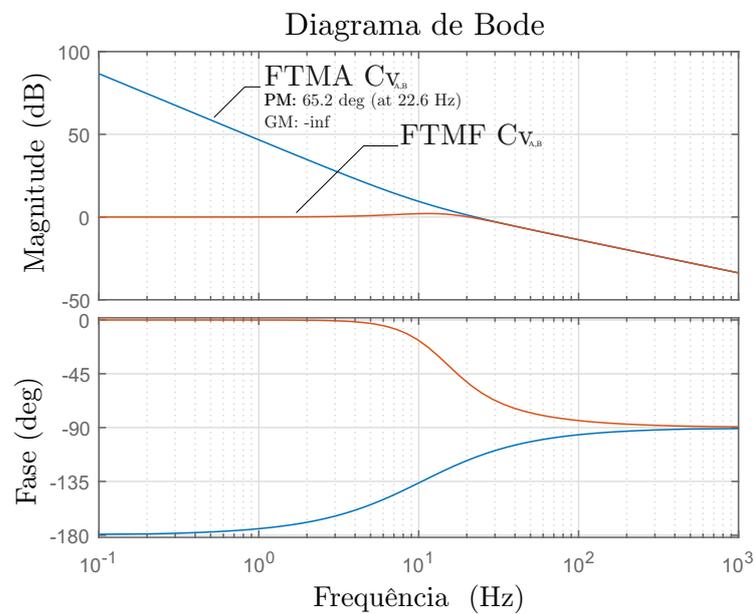
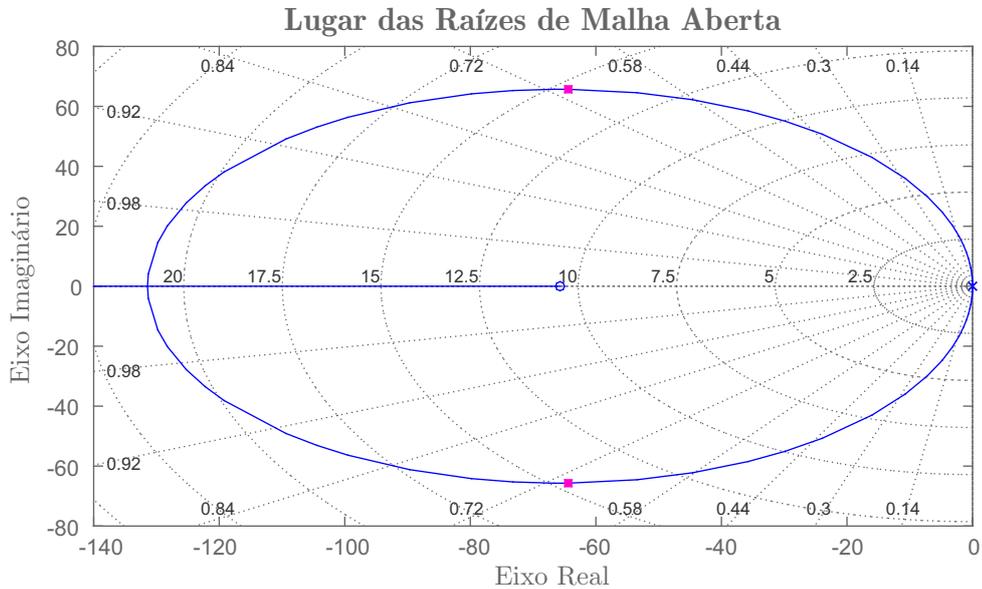


Figura 30 – Lugar das raízes de malha aberta com polos de malha fechada dos controladores PI's

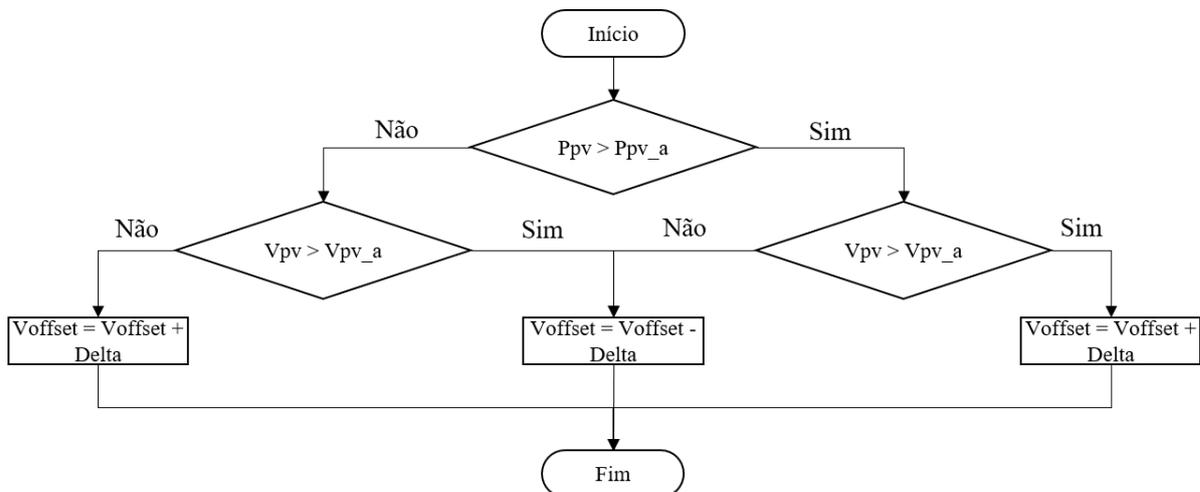


Fonte: Elaborado pelo autor

3.6 Rastreamento de Máxima Potência (MPPT)

Dentre as diversas possibilidades de se implementar algoritmos de rastreamento de máxima potência, para este trabalho foi escolhido o método Perturba e Observa (P&O), principalmente devido a sua simplicidade de implementação. A Figura 31 mostra o fluxograma original do método P&O.

Figura 31 – Método Perturba e Observa em sua forma original



Fonte: Elaborado pelo autor

Entretanto, o método em sua originalidade apresenta diversas falhas e principal-

mente a falta de estabilidade em regime permanente, já que em sua totalidade, sempre estará perturbando o sistema para implementar alguma ação de variação no V_{offset} . Além disso, o método original também tende a entrar em instabilidade quando imposto uma irradiação muito baixa no sistema fotovoltaico. Dessa forma, é proposto uma implementação com *Delta* variante com alguns parâmetros de definições expostos na Tabela 9.

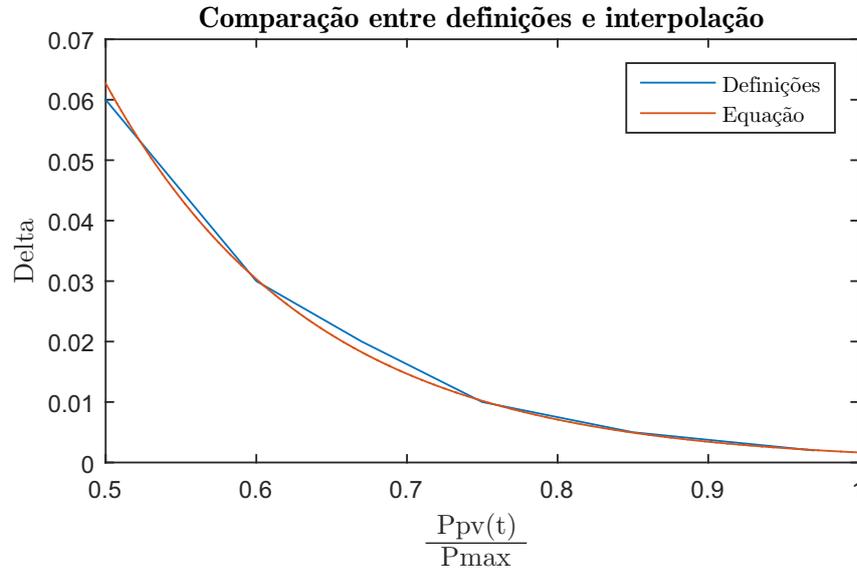
Tabela 9 – Condições para operação da variação *Delta* no V_{offset}

| Condições ($\%P_{\text{max}}$) | Delta |
|-----------------------------------|-------|
| $99\% < P_{\text{pv}}(t) < 105\%$ | 0 |
| $97\% < P_{\text{pv}}(t) < 99\%$ | 0,001 |
| $80\% < P_{\text{pv}}(t) < 97\%$ | 0,005 |
| $70\% < P_{\text{pv}}(t) < 80\%$ | 0,01 |
| $50\% < P_{\text{pv}}(t) < 70\%$ | 0,04 |
| $50\% < P_{\text{pv}}(t)$ | 0,06 |

Fonte: Elaborado pelo autor

Inicialmente implementou-se essas definições com alguns comandos de condições no código do P&O, contudo, ainda eram verificadas imprecisões e variações bruscas para respostas mais rápidas. Para solucionar esse problema, será exposto nessa seção um método de interpolação utilizando do Método dos Mínimos Quadrados (MMQ) para encontrar a equação que mais se aproxima das definições apresentadas. Nesse caso, vê-se na Figura 32 que os pontos definidos para variações do *Delta* são muito próximos de uma equação de forma exponencial.

Figura 32 – Comparação entre definições e interpolação



Através de uma série de n pontos, pode-se utilizar métodos numéricos para aproximá-los em qualquer equação linear utilizando Sistemas de Equações Lineares Algébricas (SELA's). Partindo de:

$$Delta = Ae^{Bx} \quad (3.89)$$

Onde:

$$x = \frac{P_{pv}(t)}{P_{max}} \quad (3.90)$$

Para encontrar uma solução aproximada, precisa-se definir um critério de erro e então achar a solução que minimize o erro. No MMQ, o erro pode ser definido como:

$$E = \sum_{i=1}^n [Ae^{Bx_i} - Delta_i]^2 \quad (3.91)$$

Sabendo que o mínimo global é dado como:

$$\nabla E(A, B) = \begin{bmatrix} \frac{\partial E}{\partial A} \\ \frac{\partial E}{\partial B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

Substituindo (3.92) em (3.91) e aplicando a derivada parcial em ambas as variáveis, tem-se:

$$\frac{\partial E}{\partial A} = \sum_{i=1}^n A e^{2Bx_i} - \sum_{i=1}^n \text{Delta}_i e^{Bx_i} = 0 \quad (3.93)$$

$$\frac{\partial E}{\partial B} = \sum_{i=1}^n A^2 e^{2Bx_i} x_i - \sum_{i=1}^n A e^{Bx_i} x_i \text{Delta}_i = 0 \quad (3.94)$$

Em outros tipos de sistemas, poderia-se a partir daqui já se obter o SELA para a solução do problema. Entretanto, a equação exponencial não é linear e precisa-se aplicar um método de linearização. Dessa forma, aplicando o logaritmo natural em ambos os lados da equação (3.90), tem-se:

$$\ln(\text{Delta}) = \ln(Ae^{Bx}) \quad (3.95)$$

Então:

$$\ln(\text{Delta}) = \ln(A) + \ln(e^{Bx}) \quad (3.96)$$

E substituindo a variável $\ln(\text{Delta})$ por uma constante qualquer z e da mesma forma $\ln(A)$ por C , tem-se:

$$z = Bx + C \quad (3.97)$$

Assim, pode-se obter as constantes B e C resolvendo o seguinte SELA 2x2:

$$\begin{cases} (\sum_{i=1}^n x_i^2)B + (\sum_{i=1}^n x_i)C = \sum_{i=1}^n x_i z_i \\ (\sum_{i=1}^n x_i)B + nC = \sum_{i=1}^n z_i \end{cases} \quad (3.98)$$

Para obter as constante B e C , faz-se:

$$B = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{i=1}^n x_i z_i & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n z_i & n \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n x_i & n \end{vmatrix}} \quad (3.99)$$

$$C = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i z_i \\ \sum_{i=1}^n x_i & \sum_{i=1}^n z_i \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n x_i & n \end{vmatrix}} \quad (3.100)$$

Voltando para a variável original:

$$A = e^C \quad (3.101)$$

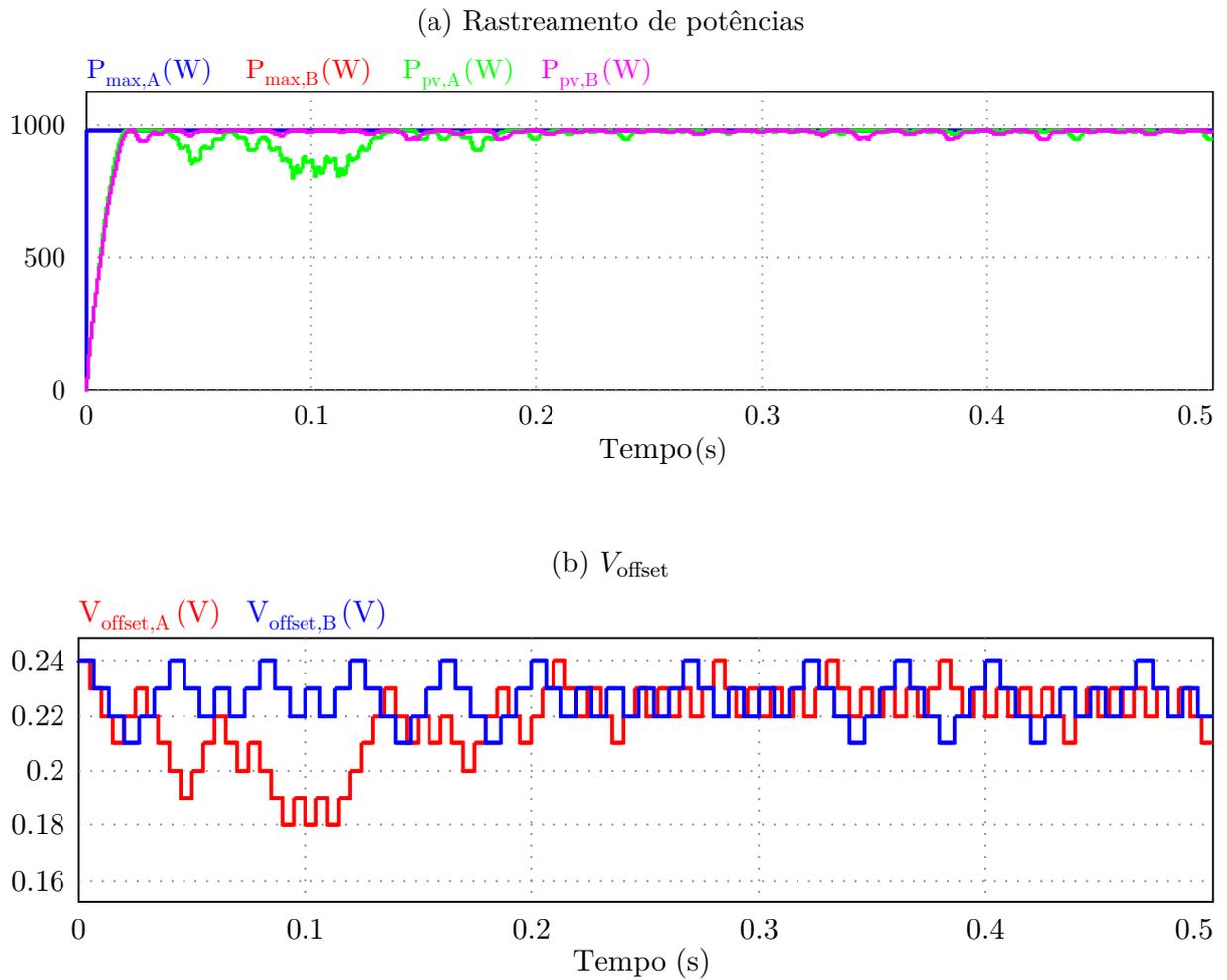
Finalmente, tem-se a equação:

$$Delta = 2,3724e^{-7,2658 \frac{P_{pv}(t)}{P_{max}}} \quad (3.102)$$

Além disso, também foram mantidos os limites inferiores e superiores das condições para evitar a saturação do sistema, visto que sem as limitações, a exponencial tende ao infinito. É importante ressaltar também, que para o estudo de caso para simulações, os painéis entregam a potência máxima do sistema através de um sensor. Em casos práticos, a aplicação desse algoritmo necessitaria ainda de um método numérico para encontrar a potência máxima do sistema a cada instante de tempo, e isso pode ser realizado através da derivada da potência medida, já que, considerando o rastreamento eficaz, pode-se utilizar uma variação de *Delta* constante até que a derivada zero for atingida, a seguir, esse valor de potência máxima pode ser salvo em uma variável e pode-se implementar este algoritmo até que haja mudança na derivada.

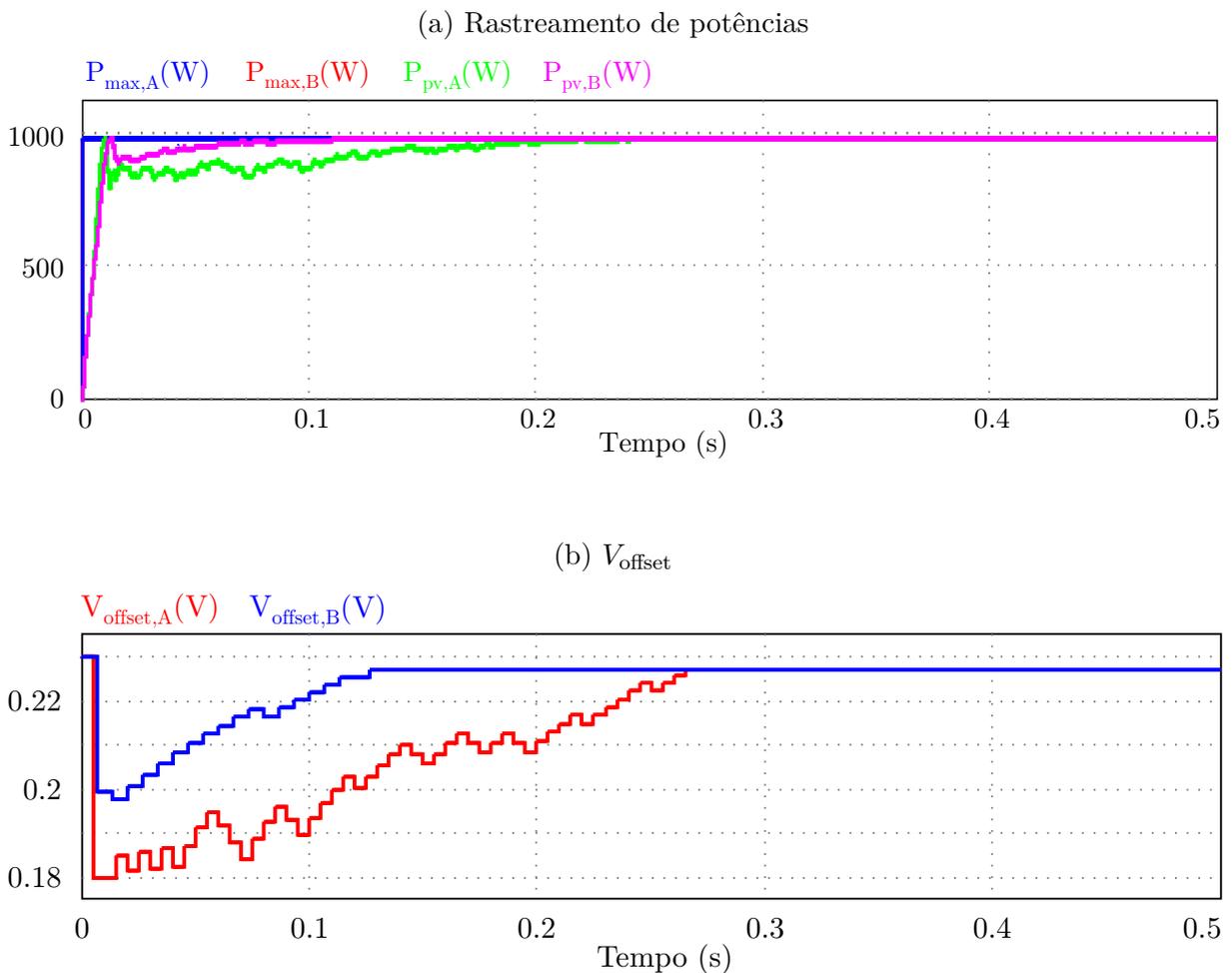
Dessa forma, as Figuras 33 e 34 mostram uma comparação com o método P&O original com o desenvolvido. Nota-se que o tempo para acomodação em regime permanente é relativamente maior que no original, porém, a estabilidade e precisão de até duas casa decimais para o valor nominal faz a THD da corrente de saída para conexão com a rede chegar a ter uma redução de aproximadamente 7,7% para 4,36%. Análises mais aprofundadas para o método proposto serão expostas nas próximas seções.

Figura 33 – Comparação entre definições e interpolação: Simulações com MPPT original



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 34 – Comparação entre definições e interpolação: Simulações com MPPT modificado



Fonte: Elaborado pelo autor

3.7 Considerações Finais

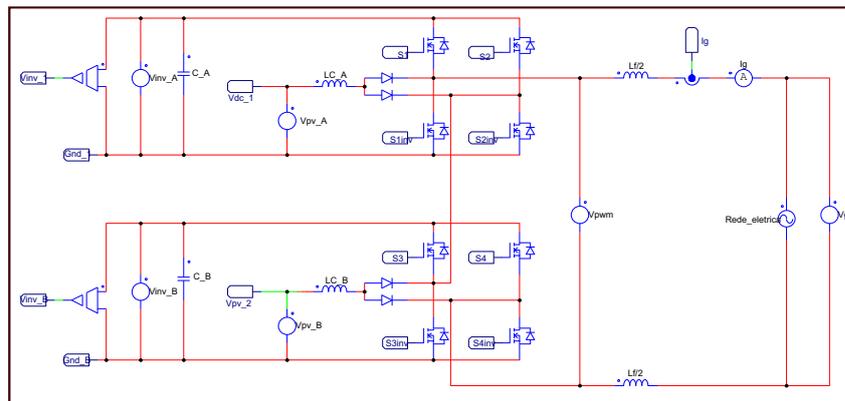
Neste capítulo foi abordado o desenvolvimento completo do sistema conversor *Split-Source* em cascata, desde o projeto dos elementos passivos, filtro passivo para conexão com a rede, projeto do sistema de controle e por fim, também foi apresentada uma estratégia utilizada para melhorar a resposta do método de Perturba & Observa original, aplicando o Método dos Mínimos Quadrados para interpolar uma sequência de pontos definidos experimentalmente, mostrando como conclusão, a melhora da resposta do rastreamento de máxima potência quanto à estabilidade e tempo de acomodação.

4 Resultados de Simulação

Neste capítulo será apresentado alguns resultados de simulação envolvendo o circuito projetado, dividindo-se em duas seções principais, avaliando o comportamento do sistema em condições extremas de sombreamento parcial e variações de temperatura no sistema fotovoltaico. Além disso, é apresentado também uma análise do sistema sob um afundamento de 15% de V_g na rede elétrica de distribuição, e por fim, um detalhamento da THD para diferentes valores de índice de modulação.

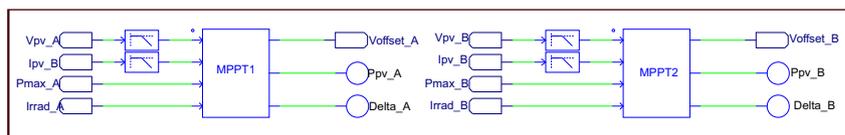
As Figuras 35-39 apresentam o esquemático do sistema fotovoltaico conectado no conversor e à rede elétrica CA. Se trata de um arranjo de quatro painéis por célula do modelo KYOCERA-KD245GH-4FB. Neste diagrama é apresentado os blocos de MPPT utilizados para controlar a razão cíclica do PWM para controle do V_{offset} dos inversores *Split-Source* individualmente.

Figura 35 – Sistema SS-CMI



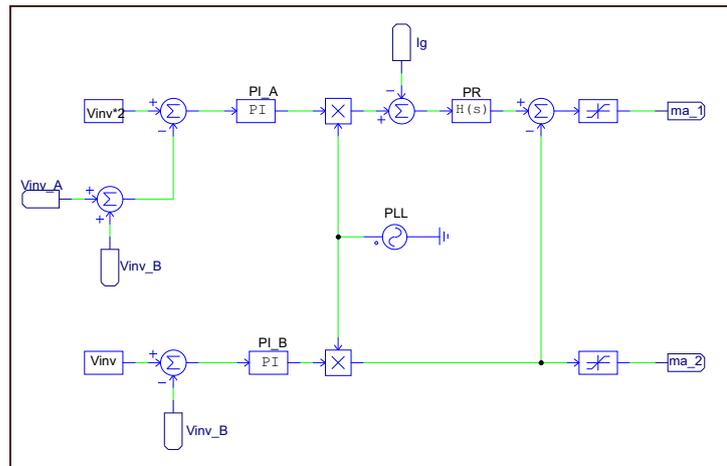
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 36 – Sistema de MPPT



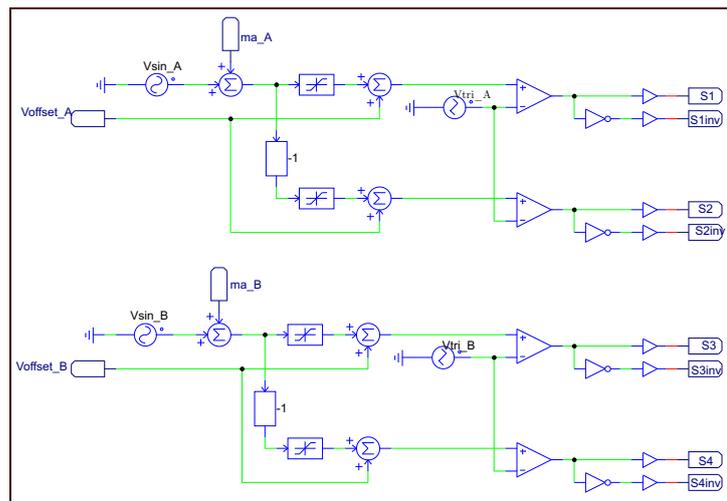
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 38 – Sistema de controle



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 39 – Estratégia de modulação



Fonte: Elaborado pelo autor

4.1 Resposta para variações extremas sob sombreamento parcial e temperatura

Nesta simulação, é estudado extrair resultados do sistema para variações extremas de irradiância e temperatura, a simulação é baseada nos seguintes itens:

- Irradiância e temperatura iniciais: 25°C e 1000W/m²;
- 0,5 s: -30 °C no módulo fotovoltaico B - Estado 1;
- 1 s: -500 W/m² no módulo fotovoltaico B - Estado 2;

- 1,5 s: -500 W/m^2 no módulo fotovoltaico A - Estado 3;
- 2 s: $+30 \text{ }^\circ\text{C}$ no módulo fotovoltaico A - Estado 4;

Os estados de análise também são ilustrados nas Figuras 40-43, mostrando suas respectivas curvas características.

Figura 40 – Curvas características analisadas: Estado 1

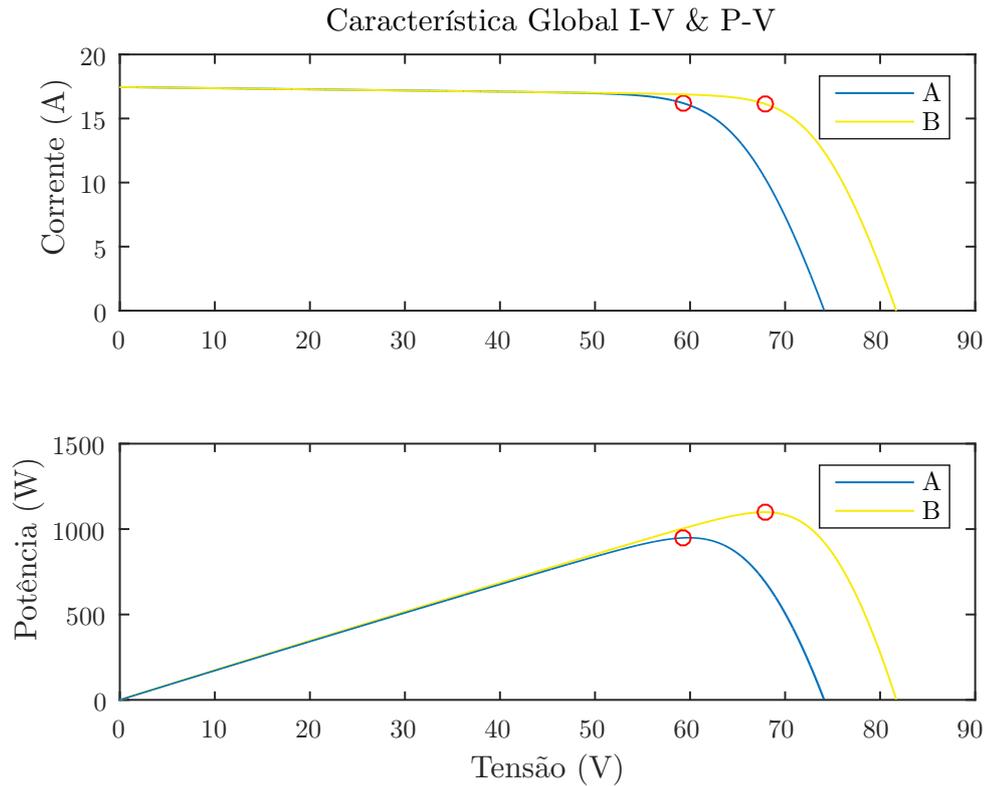


Figura 41 – Curvas características analisadas: Estado 2

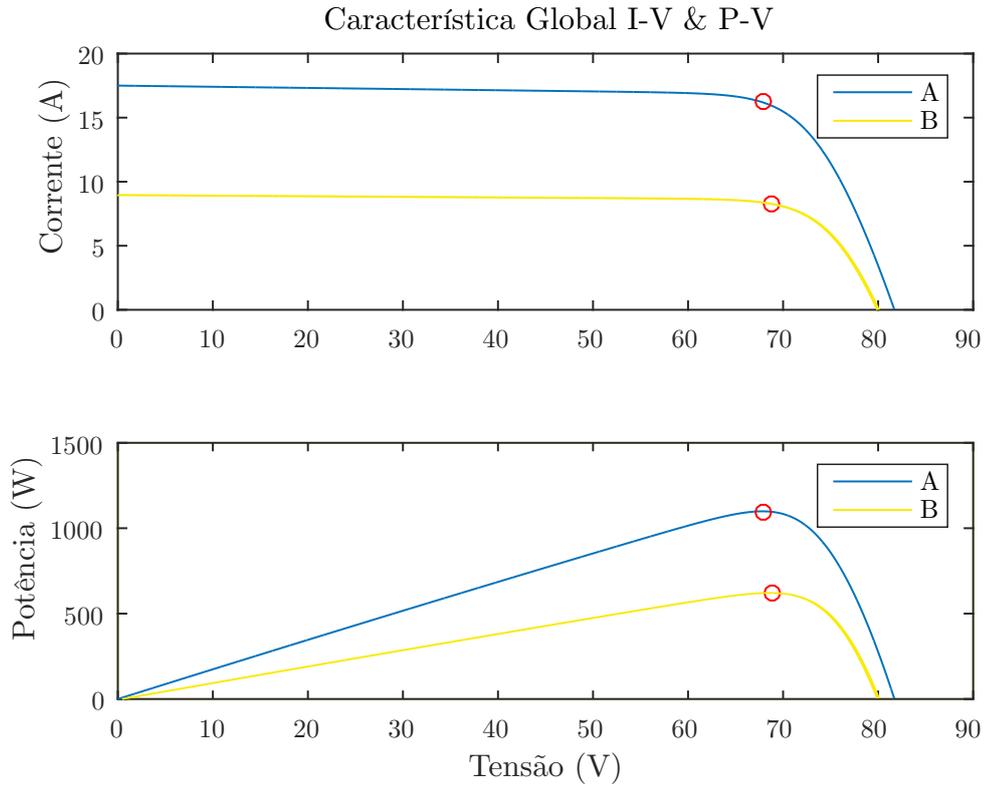


Figura 42 – Curvas características analisadas: Estado 3

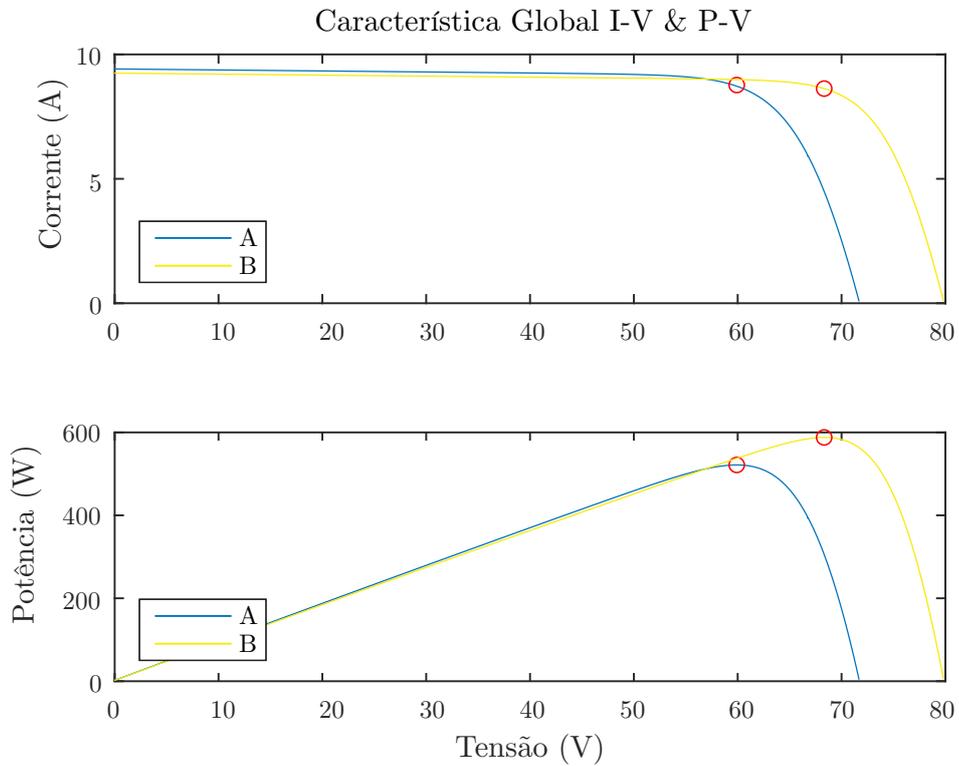
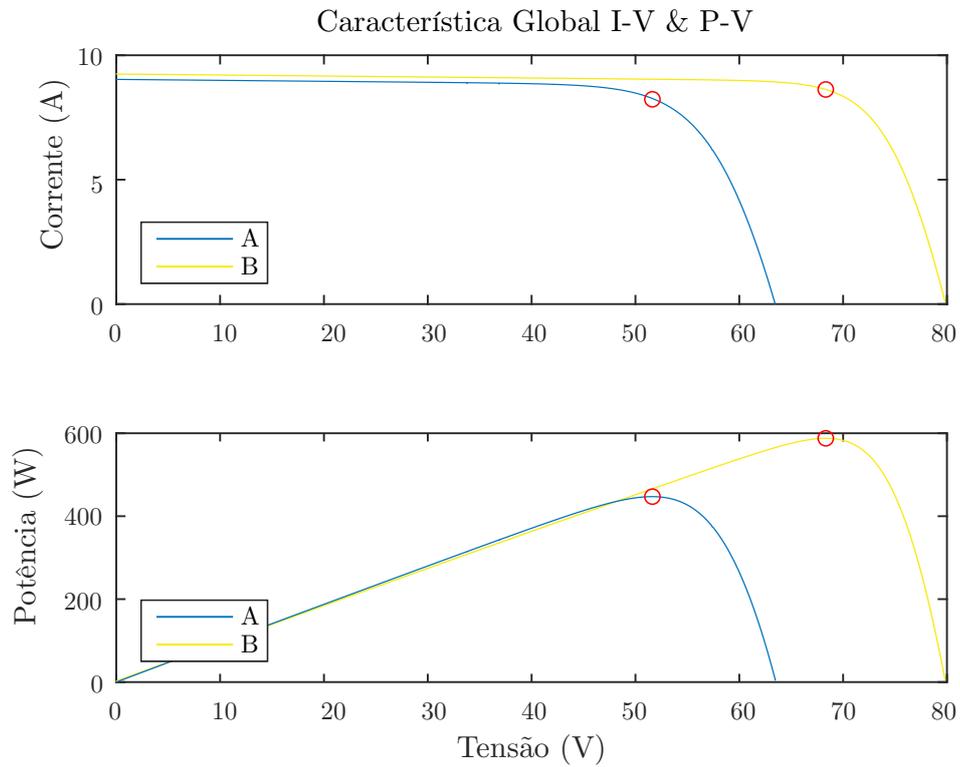


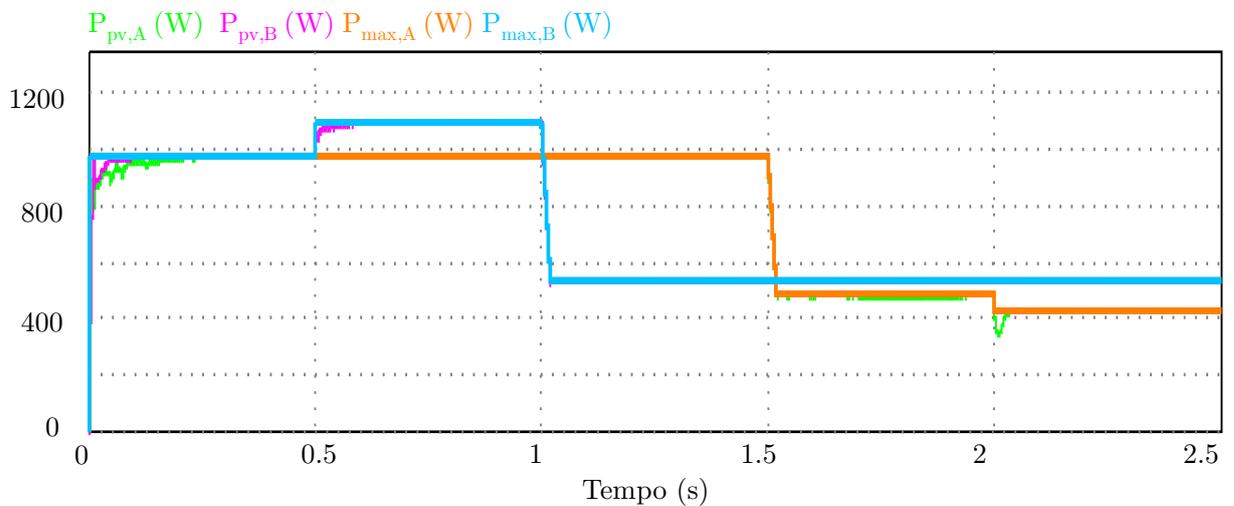
Figura 43 – Curvas características analisadas: Estado 4



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 44 representa a resposta do sistema em relação ao rastreamento de potência.

Figura 44 – Rastreamento de potência sob sombreamento parcial e extremas variações de temperatura

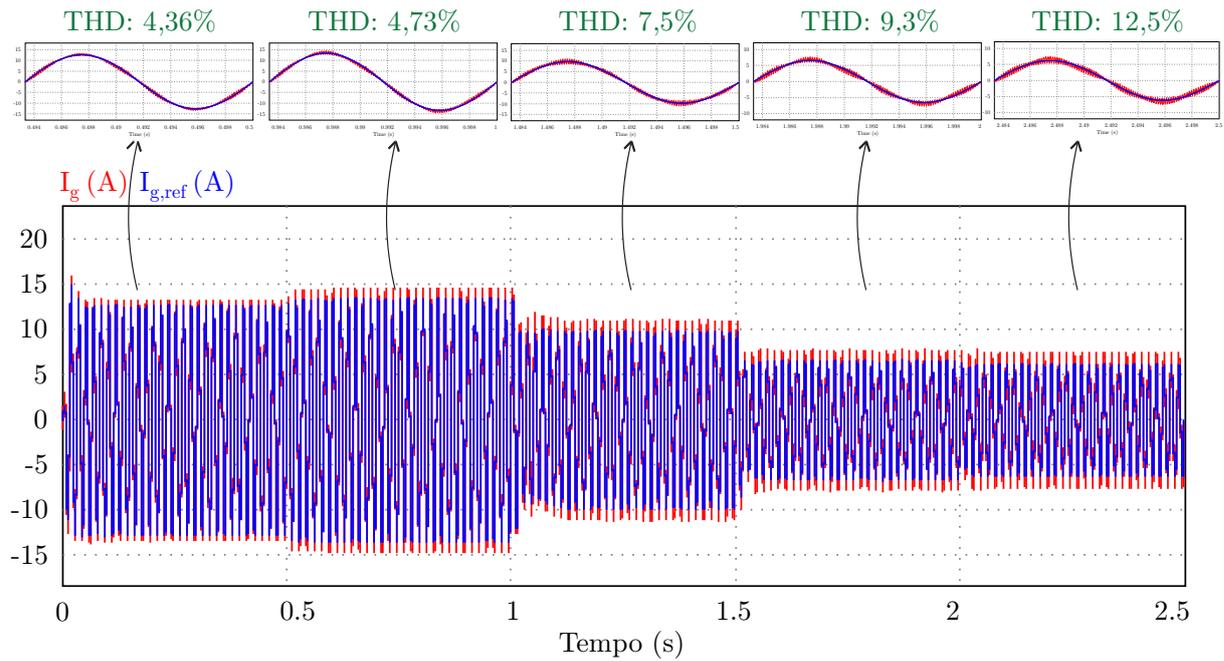


Fonte: Elaborado pelo autor

Já a Figura 45 demonstra a corrente de saída (I_g) do inversor conectado na rede,

onde observa-se o correto controle da corrente, uma vez que a amplitude da corrente de referência foi modificada de acordo com a variação de potência ativa fornecida pelo sistema fotovoltaico. Na parte superior é apresentada uma ampliação da corrente de referência e da corrente injetada na rede elétrica, onde é possível observar a adequada operação da malha de controle de corrente, com o aumento da THD conforme os dados distanciam-se da operação nominal do sistema.

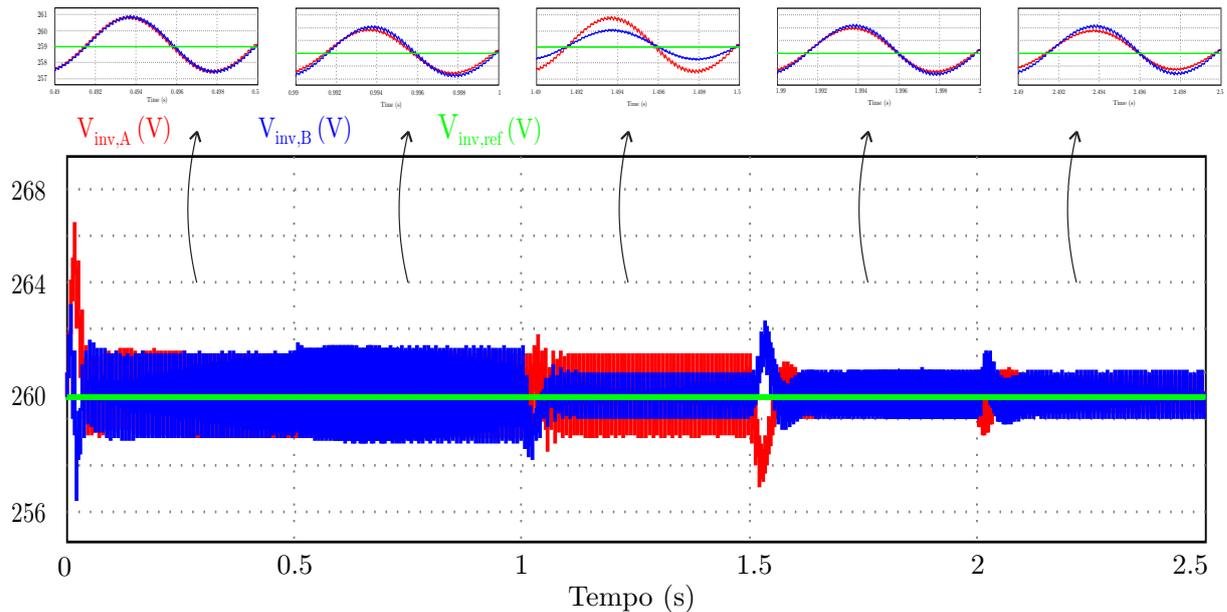
Figura 45 – Corrente da rede e medições de THD



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 46 são apresentadas as formas de onda de tensão do barramento CC V_{inv} medida das duas células.

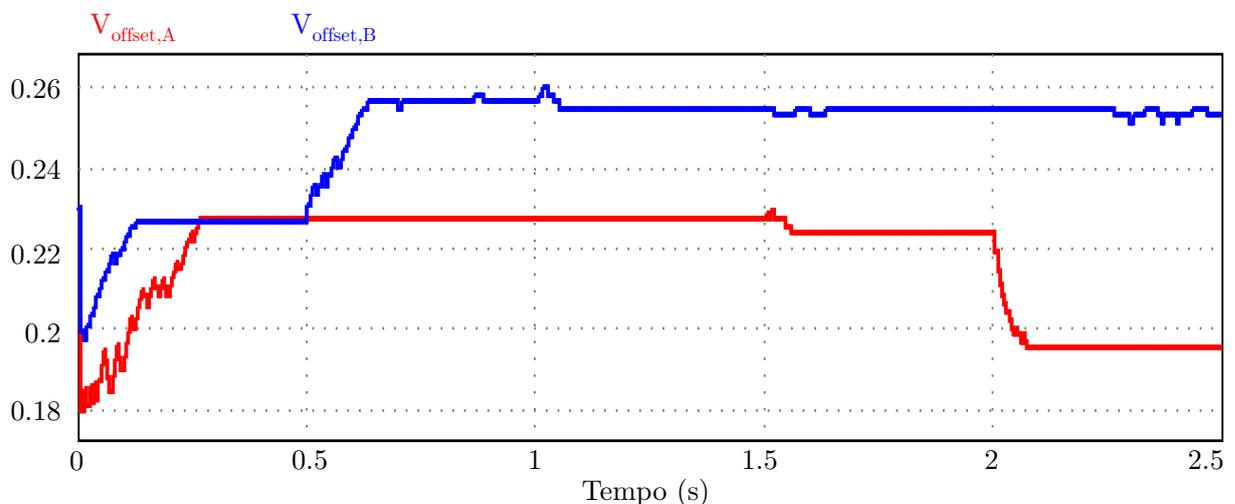
Figura 46 – Tensão nos barramentos CC's



Fonte: Elaborado pelo autor

São apresentadas as variações no V_{offset} dos sistemas na Figura 47, com um comportamento estável e rastreando a máxima potência em poucos milissegundos. Também é possível observar a relação entre a forma que os painéis reagem a mudanças de temperatura e irradiância, ve-se que para variações de temperatura a mudança na curva característica é muito mais acentuada em relação a tensão a corrente, já para a irradiância a relação existente é inversa.

Figura 47 – Variação de V_{offset} nos sistemas fotovoltaicos

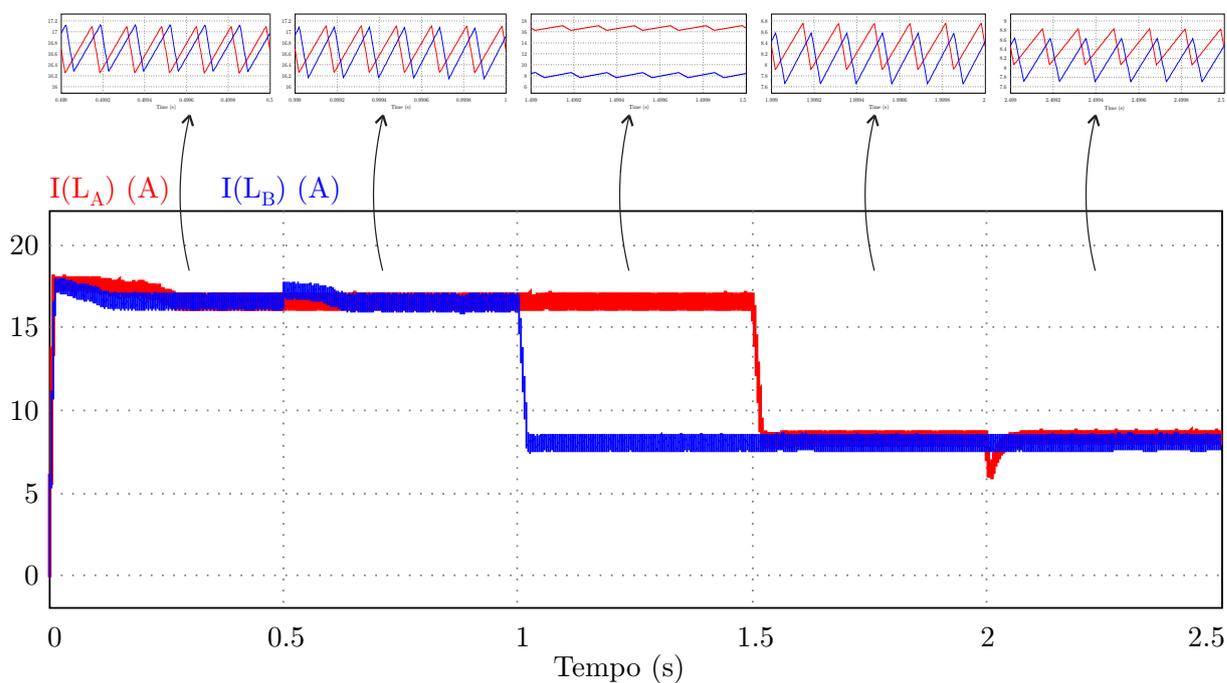


Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 48 pode-se observar as respostas de corrente nos indutores dos converso-

res.

Figura 48 – Corrente nos indutores principais

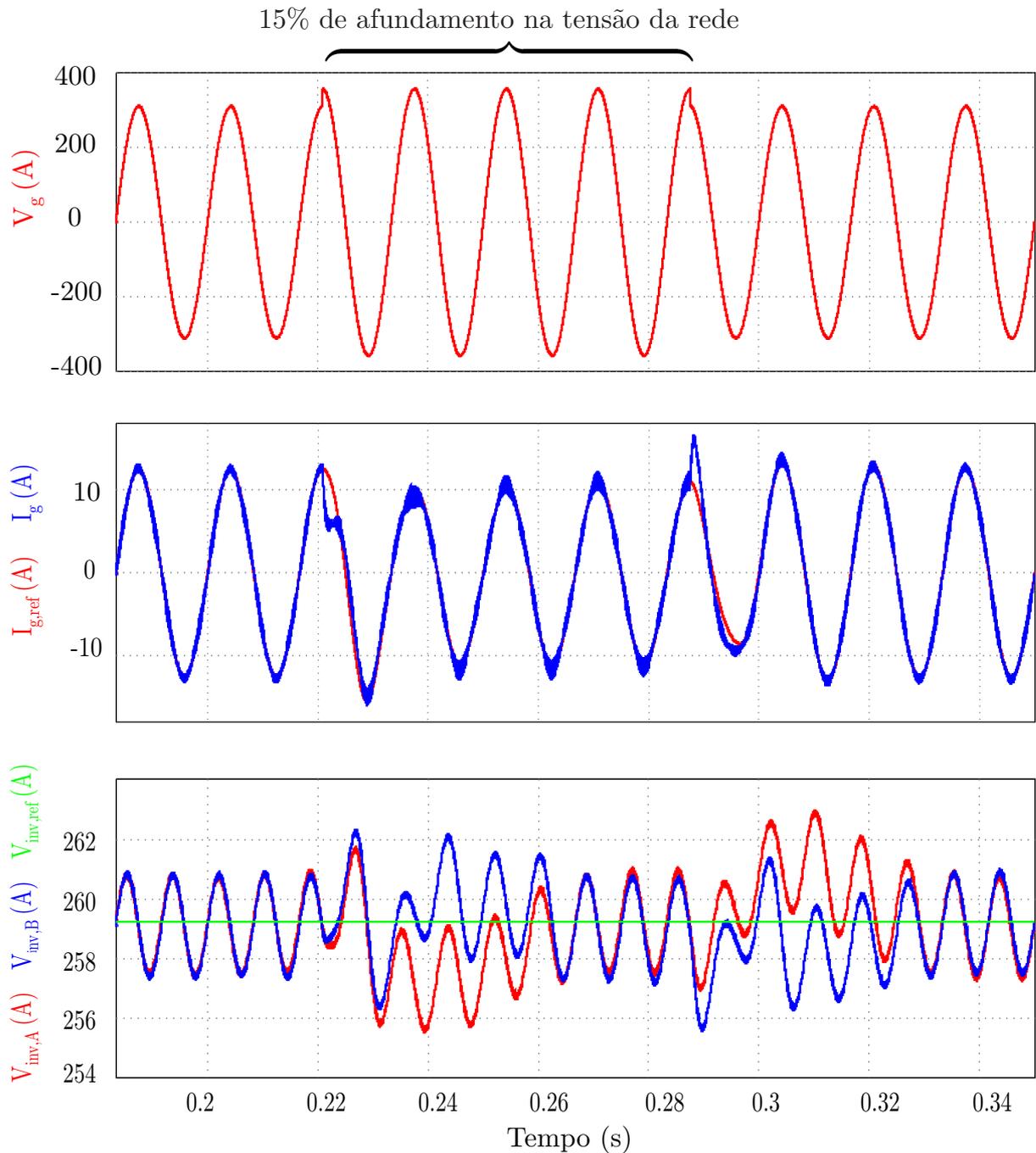


Fonte: Elaborado pelo autor

4.2 Resposta para afundamento na tensão da rede de distribuição

A Figura 49 apresenta a resposta do sistema proposto sob uma situação de 15% de afundamento na tensão da rede elétrica V_g , demonstrando um eficiente rastreamento dos controladores.

Figura 49 – Sistema sob 15% de afundamento em V_g , com Tensão da Rede, Corrente da Rede, Referência de Corrente da Rede e Tensão nos Barramentos CC's de cima para baixo



Fonte: Elaborado pelo autor

Pode-se perceber que o sistema de controle foi bem projetado e reagiu bem ao afundamento forçado, rastreamento com rapidez e eficiência a nova corrente de referência, porém, naturalmente aumentando a distorção na forma de onda conforme o distanciamento da operação nominal ocorre.

A análise da THD da corrente elétrica medida durante o afundamento foi de 6,82%,

enquanto as outras variáveis quase não tiveram variações perceptíveis, apenas a tensão nos barramentos CC apresentou uma pequena oscilação com um intervalo de 0,05 segundos até voltar à estabilidade.

4.3 Análise da THD do conversor para diferentes variações de ganho

Este conversor apresenta uma característica interessante quando se trata de operar como multinível. Apesar de apresentar bons resultados de rastreamento de potência e níveis aceitáveis de THD para condições nominais, ele também apresenta uma distorção considerável na forma de onda de tensão multinível, e isso se deve principalmente ao fato do conversor apresentar harmônicas na mesma frequência de comutação da portadora do modulador. Além disso, outra razão do acontecimento se deve ao fato da influência do V_{offset} na THD da corrente da rede, onde ele apresenta um ponto ótimo de operação, que para solucionar, acaba-se penalizando o ganho no índice de modulação passando a não permitir a atuação dos controladores sem saturar o sistema.

A fim de observar essa interação entre as variáveis, foram feitas diversas simulações do sistema SS-CMI sem a estratégia de controle e MPPT, utilizando a carga resistiva teórica. Para realizar a análise, deve ser considerado o seguinte sistema linear:

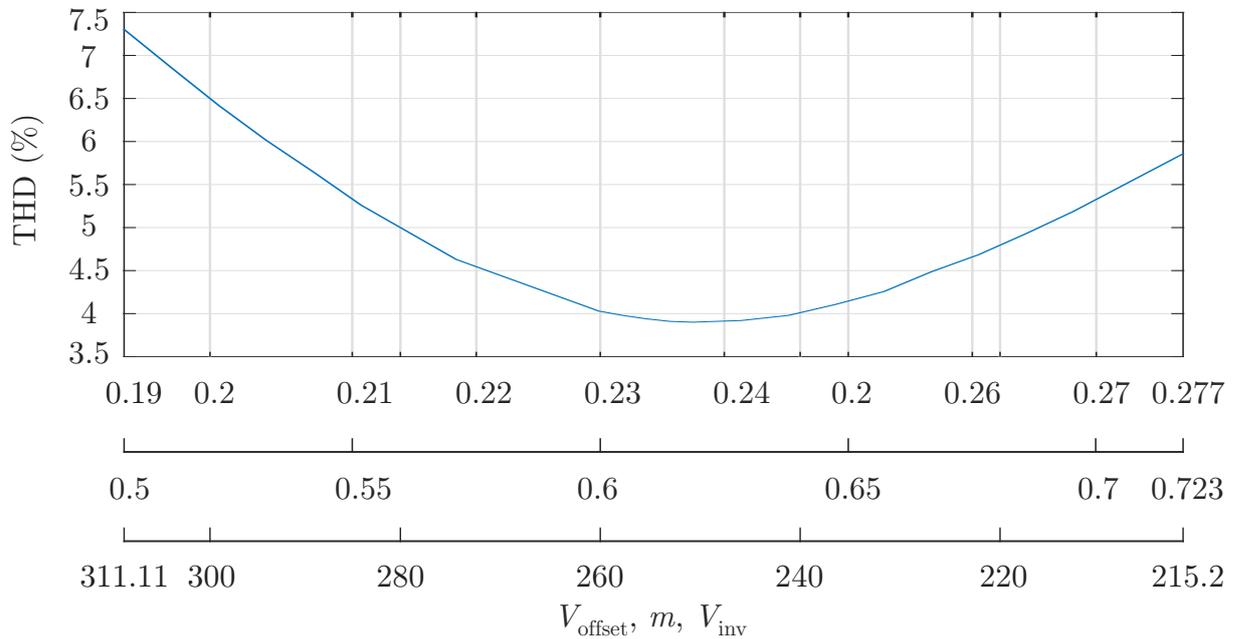
$$\begin{cases} m_{\min} = \frac{1}{2} \\ m_{\max} + V_{\text{offset}_{\max}} = 1 \\ V_{\text{offset}} = \frac{2}{\sqrt{2}} \frac{mV_{pv}}{V_g} \end{cases} \quad (4.1)$$

Resolvendo-o, encontra-se o valor máximo para o índice de modulação como aproximadamente 0,723, enquanto que o índice mínimo é definido como o limite de operação do inversor em cinco níveis.

Dessa forma, a Figura 50 mostra o valor da THD da corrente da rede (I_g) para diferentes valores de V_{offset} e V_{inv} , manipulando o índice de modulação m mantendo a mesma carga e em regime permanente.

O valor de THD mínimo observado para o estudo de caso foi de 3,9% para um índice de modulação de 0,62, muito próximo do valor escolhido para o projeto do SS-CMI.

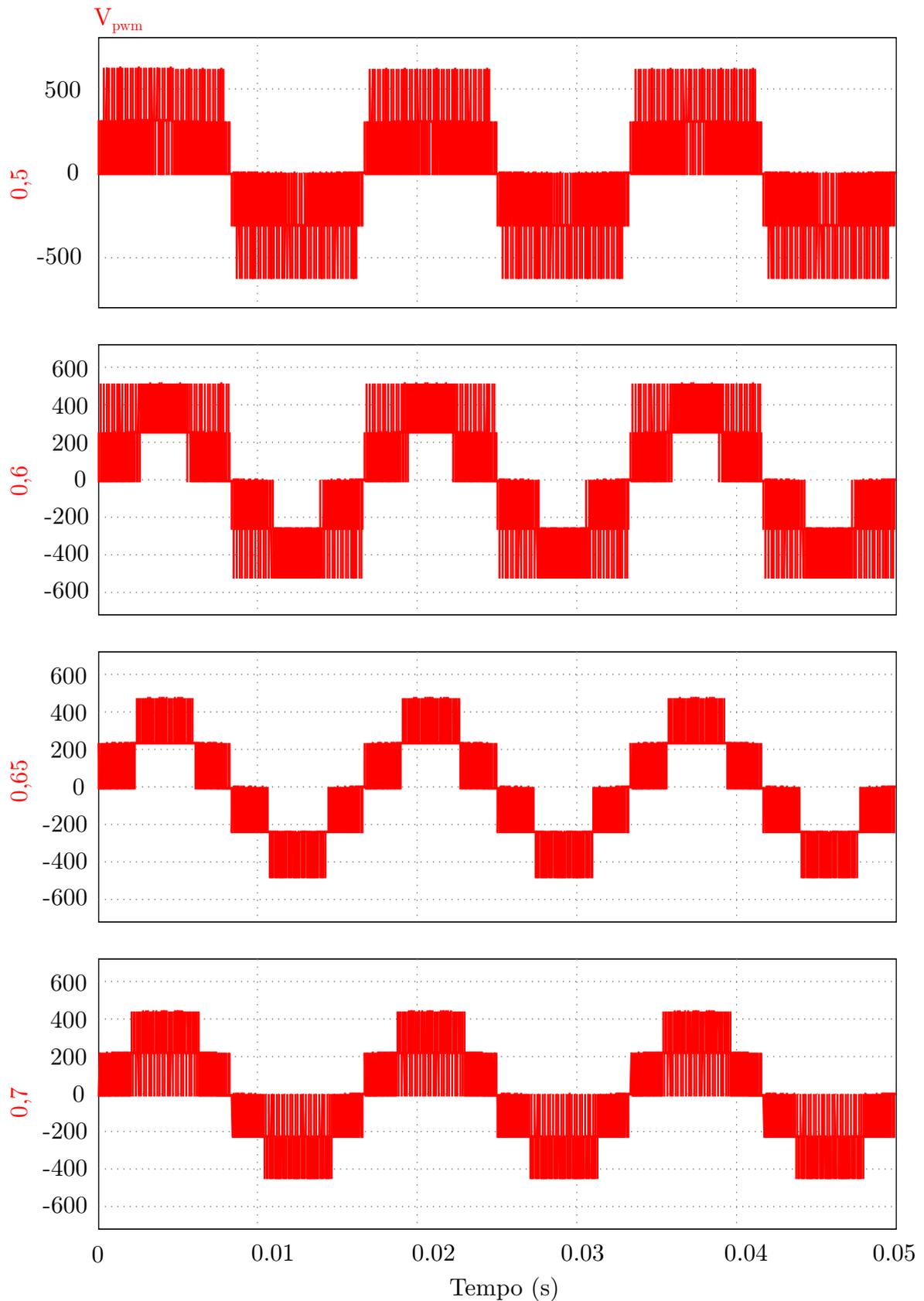
Figura 50 – Gráfico da THD da corrente injetada na rede versus V_{offset} e V_{inv} para variações de m



Fonte: Elaborado pelo autor

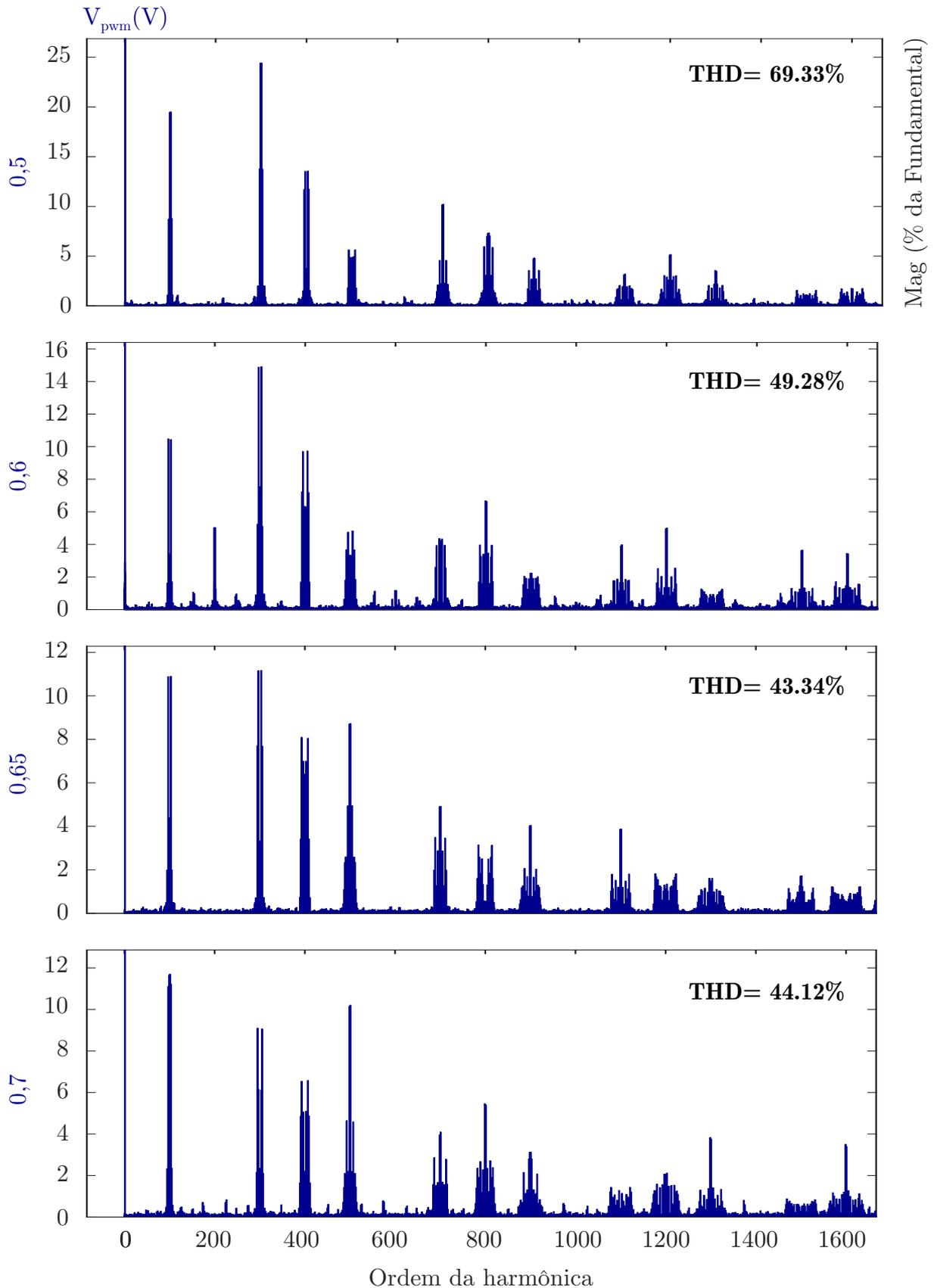
Uma comparação entre as formas de ondas de tensão de saída do inversor com alguns valores de m é apresentado na Figura 51. Dessa forma, pode-se afirmar que os *spikes* produzidos através da variação de m e V_{offset} não têm relação direta com o nível de THD da corrente a ser injetada na rede, dependendo apenas dos parâmetros envolvidos. Além disso, a Figura 52 apresenta o espectro harmônico da tensão de saída do inversor (V_{pwm}).

Figura 51 – Tensão de saída do inversor V_{pwm} com os respectivos índices de modulação de cima para baixo



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 52 – FFT da tensão de saída do inversor V_{pwm} com os respectivos índices de modulação de cima para baixo



Fonte: Elaborado pelo autor

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram expostas simulações que tiveram como objetivo extrair a resposta do sistema SS-CMI proposto para diferentes tipos de excitações.

A partir dos dados de simulações demonstrados, foi possível concluir que o projeto de controle do sistema inversor, em conjunto com o MPPT desenvolvido com base no método P&O, atendeu as expectativas dos objetivos pretendidos. O tempo de resposta do sistema proposto é rápido para variações de irradiância solar e para degrau de tensão na rede, menor de 500 ms, apresentando uma variação de apenas 2% da tensão de saída do barramento CC. Ainda observando que os testes realizados vão muito além das variações obtidas na prática, levando ao extremo a resposta do sistema como um todo, o que aprova o resultado com um bom índice de rastreamento de máxima potência e baixos índices de THD mesmo fora da operação nominal.

5 Conclusões

Através dos objetos de estudo analisados previamente, foi possível propor uma topologia multinível em cascata com configuração simétrica operando com cinco níveis, em base teórica, buscando contribuir com a literatura uma nova alternativa de multinível com o inversor *Split-Source* atuando com uma célula auxiliar do mesmo tipo em série, reduzindo os níveis de THD, e consequentemente os componentes armazenadores de energia para conexão com a rede de distribuição.

Neste trabalho foi descrito uma breve revisão bibliográfica com intuito de expor a viabilidade da implementação da topologia proposta. Após o desenvolvimento completo e uma análise aprofundada de todos os parâmetros envolvidos, o sistema foi posto em validação para uma sequência de simulações realizadas envolvendo sombreamentos parciais e variações de temperatura extremas, buscando forçar o sistema para situações anormais no sistema prático.

Dessa forma, conclui-se que o sistema atuou com uma boa sinergia com o sistema de controle proposto e também apresentou bons resultados de THD na saída multinível. Apesar disso, é exposto também as características negativas desse inversor operando como sistema multinível nessa configuração original, já que a modulação PS-HQSCPWM posiciona as harmônicas do sistema na mesma frequência de comutação da portadora, implicando em deformações na forma de onda de tensão multinível e severas reduções na THD quando comparado a topologia S3I recentemente proposta, entretanto, destacou-se também as penalidades que o dobro do ganho presentes nessa topologia implicam quando se trata da implementação de painéis fotovoltaicos conectados à rede elétrica de $220 V_{\text{rms}}$.

Por fim, de forma geral, o sistema mostrou-se apto para conexões com a rede elétrica e cumpriu os objetivos primários esperados, entregando uma resposta final adequada e dentro dos limites exigidos de 5% pela norma NBR IEC 62116.

Referências

- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P. Analysis of the three-level diode-clamped split-source inverter. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, p. 3259–3264, 2016. Citado na página 30.
- ABDELHAKIM, A. et al. Performance Evaluation of the Single-Phase Split-Source Inverter Using an Alternative DC-AC Configuration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 1, p. 363–373, 2017. ISSN 02780046. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-Phase Split-Source Inverter (SSI): Analysis and Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 11, p. 7451–7461, 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-Phase Three-Level Flying Capacitors Split-Source Inverters: Analysis and Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 6, p. 4571–4580, 2017. ISSN 02780046. Citado na página 30.
- AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000. Citado na página 22.
- CAMARGO, R. F. D. *Método de sincronização aplicado a conversores pwm trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006. Citado na página 60.
- CHANDRASHEKHAR, T.; VEERACHARY, M. Control of single-phase Z-source inverter for a grid connected system. *2009 International Conference on Power Systems, ICPS '09*, p. 25–30, 2009. Citado na página 22.
- EPE. Balanço energético Nacional 2018. v. 72, n. 10, p. 61–63, 2018. ISSN 00311057. Citado na página 18.
- FIGUEIRA, H. H. et al. Brazilian grid-connected photovoltaic inverters standards: A comparison with iec and ieee. In: *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1104–1109. ISSN 2163-5145. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 49.
- GUO, X.; SHUM, K. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. *Asian-European Journal of Mathematics*, v. 1, n. 1, p. 724–738, 2008. ISSN 02780046. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 29.
- HAKEMI, A.; SANATKAR-CHAYJANI, M.; MONFARED, M. Y-Source Impedance Network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 10, p. 7842–7851, oct 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 24.
- HERINGER, N. M. F. Modelagem de Arranjo Fotovoltaico com Sombreamento Parcial para Referência de Emuladores Estáticos Modelagem de Arranjo Fotovoltaico com Sombreamento. 2016. Nenhuma citação no texto.

- HONGPENG, L. et al. Stability analysis of improved Y-source inverter. *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific, ITEC Asia-Pacific 2017*, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- HONGPENG, L. et al. A Modified Single-Phase Transformerless Y-Source PV Grid-Connected Inverter. *IEEE Access*, v. 6, n. c, p. 18561–18569, 2018. ISSN 21693536. Citado na página 25.
- HUANG, Y. et al. Z-Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 6, p. 1776–1782, 2006. Citado na página 23.
- HUGHES, A. L. Fundamental Laws of Photoelectricity. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 53, n. 8, p. 1149–1153, 1934. ISSN 0096-3860. Nenhuma citação no texto.
- ICC, D. Photoelectric Cells-A Review of Progress. 1958. Nenhuma citação no texto.
- KISHORE, P. M.; BHIMASINGU, R. A Split Source Boost Switched Capacitor Multilevel Inverter for Low Power Applications. p. 112–117, 2017. Citado na página 30.
- KOURO, S. et al. Single DC-link cascaded H-bridge multilevel multistring photovoltaic energy conversion system with inherent balanced operation. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.]: IEEE, 2012. v. 19, n. 2, p. 4998–5005. ISBN 978-1-4673-2421-2. ISSN 0003-990X. Citado na página 31.
- LADYZHENSKAYA, E. P.; KORABLEVA, N. P. Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, v. 32, n. 3, p. 509–517, 1996. ISSN 00036838. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- LEE, S. S.; HENG, Y. E. Improved Single-Phase Split-Source Inverter with Hybrid Quasi-Sinusoidal and Constant PWM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 3, p. 2024–2031, 2017. ISSN 02780046. Citado 4 vezes nas páginas 26, 27, 28 e 42.
- LEE, S. S. et al. Single-Phase Simplified Split-Source Inverter (S3I) for Boost DC-AC Power Conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, PP, n. c, p. 1, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- LI, D. et al. Cascaded multicell trans-Z-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 2, p. 826–836, 2013. ISSN 08858993. Citado na página 23.
- LI, Y. et al. Quasi-Z-Source Inverter for Photovoltaic Power Generation Systems. In: *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.]: IEEE, 2009. v. 8, n. 2, p. 918–924. ISBN 978-1-4244-2811-3. ISSN 00852538. Citado na página 23.
- LIAO, J. A new control method for single-dc-source cascaded h-bridge multilevel converters using phase-shift modulation. In: *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 886–890. ISSN 1048-2334. Citado na página 29.
- LIU, Y. et al. An effective control method for three-phase quasi-Z-source cascaded multilevel inverter based grid-tie photovoltaic power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 12, p. 6794–6802, 2014. ISSN 02780046. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 33.

- LOH, P. C.; LI, D.; BLAABJERG, F. Γ -Z-Source Inverters Poh. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 11, p. 4880–4884, 2013. ISSN 08858993. Citado na página 23.
- MARTINS, D. C.; I., B. *Eletrônica de Potência: introdução ao estudo de conversores CC-CA*. Florianópolis: [s.n.], 2005. Citado na página 22.
- MARTINS, G. M. *Desenvolvimento de conversor comutado em baixa frequência para aplicação em sistemas de geração distribuída baseados em células a combustível*. Campinas: UNICAMP, 2006. Citado na página 22.
- MESQUITA, S. de. *De Projeto Para Inversor Multinível Em Cascata Assimétrico Com 63 Níveis Na Tensão De Saída E Operação Em Baixa Frequência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, 2011. Citado na página 38.
- PENG, F. Z. Z-source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 504–510, 2002. ISSN 00939994. Citado na página 22.
- POH, W.; TONG, Q. A Comparative Analysis between Z-Source and Quasi- Z-Source Inverters for Boost Operation. *2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, IEEE, p. 1–6, 2018. Citado na página 23.
- QIAN, W.; PENG, F. Z.; CHA, H. Trans-z-Source inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 26, n. 12, p. 3453–3463, 2011. Citado na página 23.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. São Paulo: Makron Books, 1999. Citado na página 22.
- RECH, C. *ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS MULTINÍVEIS HÍBRIDOS*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2005. Citado na página 29.
- Ryan, M. J.; Lorenz, R. D.; De Doncker, R. Modeling of multilevel sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, Dec 1999. ISSN 0278-0046. Citado na página 39.
- SEPAHVAND, H. et al. Start-up procedure and switching loss reduction for a single-phase flying capacitor active rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3699–3710, 2013. ISSN 02780046. Citado na página 29.
- SEPAHVAND, H. et al. Capacitor voltage regulation in single-DC-source cascaded H-bridge multilevel converters using phase-shift modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3619–3626, 2013. ISSN 02780046. Citado na página 29.
- SILVA, C. A. et al. Implementation and Control of a Hybrid Multilevel Converter With Floating DC Links for Current Waveform Improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 6, p. 2304–2312, jun 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 29.
- SUN, D. et al. Modeling, Impedance Design, and Efficiency Analysis of Quasi- Z-Source Module in Cascaded Multilevel Photovoltaic Power System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 11, p. 6108–6117, nov 2014. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 32, 33 e 34.

TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G. Multilevel converters for large electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 1, p. 36–44, 1999. ISSN 00939994. Citado na página 29.

VILLALA, M. G. *Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações*. 2. ed. [S.l.]: Érica, 2015. ISBN 978-85-365-1489-5. Citado na página 18.

VILLANUEVA, E. et al. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 11, p. 4399–4406, nov 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 31.