

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

Charles Schardong

**DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO
MODULAR DE FASES RECONFIGURÁVEIS**

Santa Maria, RS
2021

Charles Schardong

**DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO MODULAR DE FASES
RECONFIGURÁVEIS**

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Cassiano Rech

COORIENTADOR: Prof. Dr. Lucas Vizzotto Bellinaso

Santa Maria, RS
2021

Schardong, Charles
DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO MODULAR
DE FASES RECONFIGURÁVEIS / Charles Schardong.- 2021.
85 f.; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech
Coorientador: Lucas Vizzotto Bellinaso
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2021

1. Inversor Fotovoltaico Modular Reconfigurável 2.
Inversor Fotovoltaico Multiconfiguração 3. Sistema de
Detecção de Configuração I. Rech, Cassiano II. Vizzotto
Bellinaso, Lucas III. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

©2021

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

End. Eletr.: schardong.charles@gmail.com

Charles Schardong

DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO MODULAR DE FASES RECONFIGURÁVEIS

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

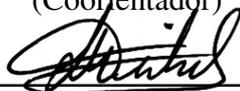
Aprovado em 01 de outubro de 2021:



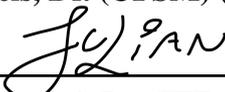
Cassiano Rech, Dr. (UFSM) (videoconferência)
(Presidente/Orientador)



Lucas Vizzotto Bellinaso, Dr. (UFSM) (videoconferência)
(Coorientador)



Leandro Michels, Dr. (UFSM) (videoconferência)



Julian Cezar Giacomini, Dr. (IFFar) (videoconferência)

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, Olavo e Ilse, e aos meus irmãos Sérgio e Samuel.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Olavo e Ilse, pela educação que me proporcionaram, pelo suporte prestado durante cada etapa de minha caminhada.

Ao meu orientador Professor Dr. Cassiano Rech, pela orientação e pelo conhecimento compartilhado, contribuindo para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos Professores Dr. Lucas Vizzotto Bellinaso e Dr. Leandro Michels, pela contribuição fornecida durante o projeto de pesquisa que originou o tema deste trabalho.

À Ecosolys / Hi-mix, pelo financiamento do projeto que originou o tema deste trabalho.

Ao GEPOC e ao INRI, pela estrutura e equipamentos disponibilizados.

Pouco conhecimento faz com que as pessoas se sintam orgulhosas. Muito conhecimento, com que se sintam humildes.

(Leonardo da Vinci)

RESUMO

DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO MODULAR DE FASES RECONFIGURÁVEIS

AUTOR: Charles Schardong

ORIENTADOR: Cassiano Rech

COORIENTADOR: Lucas Vizzotto Bellinaso

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um inversor fotovoltaico modular de fases reconfiguráveis. Propõe-se o desenvolvimento de um módulo para compor uma estrutura modular, com o objetivo de criar um *hardware* que possa ser expandido de acordo com a necessidade. O módulo apresentado é responsável pelo processamento de energia de uma fase, sendo possível a conexão de até três módulos. Também é proposto um sistema de detecção de configuração, responsável por identificar a tensão da rede, quantidade de fases conectadas, defasagem angular, sequência de fases e detecção de fases presentes. Estes dados garantem a seleção da estratégia de controle mais adequada para cada situação. A estrutura reconfigurável conta com diferentes estratégias de controle, escolhidas de acordo com a configuração de rede desejada. Além disso, o inversor conta com um sistema de detecção de erros a fim de garantir segurança para o *hardware* e, ao mesmo tempo, facilitar a identificação de problemas pelo instalador. Resultados de simulação e experimentais também são apresentados, demonstrando a operação nas diferentes configurações de rede.

Palavras-chave: Inversor Fotovoltaico Modular Reconfigurável. Inversor Fotovoltaico Multiconfiguração. Sistema de Detecção de Configuração.

ABSTRACT

DEVELOPMENT OF A RECONFIGURABLE PHASE MODULAR PHOTOVOLTAIC INVERTER

AUTHOR: Charles Schardong
ADVISOR: Cassiano Rech
CO-ADVISOR: Lucas Vizzotto Bellinaso

This Master's Thesis presents the development of a modular photovoltaic inverter with reconfigurable phases. A power module to compose a modular photovoltaic inverter is proposed with the aim of creating hardware that can be expanded as needed. The presented module is responsible for the energy processing of one phase, allowing the connection of up to three modules. A configuration detection system is also proposed to identify the grid voltage amplitude, number of connected phases, angular phase shift and phase sequence. These data ensure the selection of the most adequate control strategy for each situation. The reconfigurable structure has different control strategies, which are chosen according to the desired network configuration. In addition, the inverter has an error detection system, which guarantees security for the hardware and at the same time makes it easier for the installer to identify problems. Simulation and experimental results are presented demonstrating the operation in different network configurations.

Keywords: Reconfigurable Modular Photovoltaic Inverter. Multiconfiguration Photovoltaic Inverter. Configuration Detection System.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Redes Monofásicas disponíveis.	16
Figura 1.2 – Redes Trifásicas disponíveis.	16
Figura 2.1 – Topologia NPC trifásica de dois braços.	19
Figura 2.2 – Conversor tolerante a falhas com topologia ANPC modificada.	20
Figura 2.3 – Conversor reconfigurável tolerante a falhas.	20
Figura 2.4 – Conversor reconfigurável para veículo de tração com bateria.	21
Figura 2.5 – Conversor reconfigurável tolerante a falhas com módulo redundante.	22
Figura 2.6 – Estrutura do módulo.	24
Figura 2.7 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Monofásico 127V.	25
Figura 2.8 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Monofásico 127V com paralelismo.	26
Figura 2.9 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Bifásico com neutro.	26
Figura 2.10 – (a) Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Bifásico sem neutro. (b) Conexão inversor na rede 380/220V - Modo Monofásico 220V.	26
Figura 2.11 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Trifásico.	27
Figura 2.12 – Estrutura modular completa do inversor.	28
Figura 2.13 – Estrutura configurada para rede monofásica de 127 V.	29
Figura 2.14 – Estrutura configurada para rede monofásica de 127 V com braços em paralelo.	29
Figura 2.15 – Estrutura configurada para rede bifásica de 127 V com neutro.	30
Figura 2.16 – Estrutura configurada para: (a) rede monofásica de 220 V; (b) rede bifásica de 127 V sem neutro.	30
Figura 2.17 – Estrutura configurada para rede trifásica de 127 V com neutro.	31
Figura 2.18 – Diagrama geral da estrutura reconfigurável.	31
Figura 2.19 – Diagrama configurado para rede monofásica 127V.	32
Figura 2.20 – Diagrama configurado para rede monofásica 127V com braços em paralelo.	33
Figura 2.21 – Diagrama configurado para rede bifásica 127V com neutro.	33
Figura 2.22 – Diagrama configurado para rede bifásica 127V sem neutro.	34
Figura 2.23 – Diagrama configurado para rede trifásica 127V com neutro.	35
Figura 2.24 – Configuração do inversor: (a) Etapa de <i>setup</i> , instalador insere dados da rede; (b) rotina de identificação para operação do inversor.	37
Figura 2.25 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de detecção de configuração.	38
Figura 2.26 – Matriz de entrada não configurada.	40
Figura 2.27 – Matriz de saída não configurada.	41
Figura 2.28 – Sinais modulantes v_{ag} e v_{bg}	43
Figura 3.1 – Modelo elétrico do sistema.	47
Figura 3.2 – Modelo elétrico do sistema em ponte completa.	47
Figura 3.3 – Validação do modelo de I_o para V_{dif}	49
Figura 3.4 – Validação do modelo da tensão diferencial.	51
Figura 3.5 – Estrutura do controlador de corrente.	52
Figura 3.6 – Resposta em Frequência do controlador ressonante.	53
Figura 3.7 – Resposta em frequência da malha compensada.	54
Figura 3.8 – Resposta em frequência da malha diferencial compensada.	55
Figura 4.1 – Setup Typhoon - HIL.	56
Figura 4.2 – Esquemático - HIL.	57

Figura 4.3 – Configuração 1 - Rede Monofásica 127 V.	58
Figura 4.4 – Configuração 2 - Rede Monofásica 127 V com braços paralelos.	59
Figura 4.5 – Configuração 3 - Rede Bifásica seq. positiva 220/127 V com Neutro.	60
Figura 4.6 – Configuração 3 - Rede Bifásica seq. negativa 220/127 V com Neutro.	60
Figura 4.7 – Configuração 4 - Rede Monofásica 220 V.	61
Figura 4.8 – Configuração 5 - Rede Trifásica seq. positiva 220/127 V com Neutro.	61
Figura 4.9 – Configuração 5 - Rede Trifásica seq. negativa 220/127 V com Neutro.	62
Figura 4.10 – Configuração 2 - Rede Monofásica 127 V.	63
Figura 4.11 – Configuração 2 - Rede Bifásica 220/127 V com Neutro.	64
Figura 4.12 – Configuração 1 - Rede Monofásica 127 V.	65
Figura 4.13 – Configuração 4 - Rede Monofásica 220 V.	66
Figura 4.14 – Configuração 1 - Rede Monofásica 127 V, degrau de potência de 50% para 100%.	67
Figura 4.15 – Configuração 2 - Rede Monofásica 127 V com paralelismo, degrau de potência de 50% para 100%.	67
Figura 4.16 – Configuração 3 - Rede Bifásica 220/127 V, com sequência de fase positiva.	68
Figura 4.17 – Configuração 4 - Rede Monofásica 220 V.	69
Figura 4.18 – Configuração 5 - Rede Trifásica 220/127 V, com sequência de fase positiva.	69
Figura 4.19 – Protótipo desenvolvido.	70
Figura 4.20 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 1.	71
Figura 4.21 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 2.	72
Figura 4.22 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 3.	73
Figura 4.23 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 4.	74
Figura 4.24 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 5.	74
Figura B.1 – Prototipo desenvolvido.	82
Figura B.2 – Solda dos IGBT's e diodos.	83
Figura B.3 – Fonte isolada.	84
Figura B.4 – Sensor de tensão.	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Tensões nominais para rede de Baixa Tensão.....	15
Tabela 4.1 – Parâmetros de teste da configuração 1.....	71
Tabela 4.2 – Parâmetros de teste da configuração 2.....	71
Tabela 4.3 – Parâmetros de teste da configuração 3.....	72
Tabela 4.4 – Parâmetros de teste da configuração 4.....	73
Tabela 4.5 – Parâmetros de teste da configuração 5.....	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>APOD</i>	<i>Alternative Phase Opposition Disposition</i>
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CBPWM</i>	<i>Carrier-Based PWM</i>
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>ESR</i>	<i>Equivalent series resistance</i>
<i>HIL</i>	<i>Hardware in the loop</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
<i>NBR</i>	Norma Brasileira
<i>NPC</i>	<i>Neutral Point Clamped</i>
<i>OZ</i>	<i>Ounce</i>
<i>PD</i>	<i>Phase Disposition</i>
<i>PI</i>	Proporcional-Integral
<i>POD</i>	<i>Phase Opposition Disposition</i>
<i>PRODIST</i>	Procedimentos de distribuição de energia elétrica
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
<i>SDBT</i>	Sistema de Distribuição de Baixa Tensão

LISTA DE SÍMBOLOS

C_1, C_2	Capacitâncias do barramento CC
C_{1x}, C_{2x}	Capacitâncias do barramento CC da fase x
C_{dx}	Capacitância do filtro LCL amortecido
C_f	Capacitância total do Filtro LCL
C_{nx}	Capacitância do filtro LCL sem amortecimento
i_x	Corrente injetada na fase x
L_{1x}	Indutância da saída do conversor
L_{2x}	Indutância de conexão com a rede
R_d	Resistência de amortecimento
V_{fx}	Tensão no capacitor do filtro LCL da fase x
V_{rx}	Tensão da rede da fase x
α, α_m	Variável de ponderação do sinal de modo comum

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	CLASSIFICAÇÃO DAS REDES DISPONÍVEIS NO BRASIL	14
1.2	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	17
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	17
2	INVERSOR FOTOVOLTAICO MODULAR RECONFIGURÁVEL	18
2.1	ANÁLISE DOS INVERSORES RECONFIGURÁVEIS	18
2.2	DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA	22
2.3	INVERSOR RECONFIGURÁVEL NAS DIFERENTES REDES BRASILEIRAS	24
2.4	DEFINIÇÃO DE ESTRUTURA COM CAPACIDADE MODULAR	27
2.5	DIAGRAMA GERAL DO SISTEMA RECONFIGURÁVEL	31
2.5.1	Sistema de detecção de configuração	36
2.5.2	Configuração de matrizes de entrada e saída	39
2.5.3	Estratégias de modulação	42
2.5.3.1	<i>Modulação para configuração sem conexão ao neutro</i>	43
3	SISTEMAS DE CONTROLE	46
3.1	INTRODUÇÃO	46
3.2	MODELAGEM DO INVERSOR - MODELO PARA REDES COM NEUTRO ...	46
3.3	MODELAGEM DO INVERSOR - MODELO PARA REDES SEM NEUTRO	47
3.4	MODELO DE IO/VDIF	48
3.5	MODELO DE α /VDIF	49
3.6	PROJETO DOS CONTROLADORES	51
3.6.1	Malha de corrente	51
3.6.2	Malha de balanço de tensão dos capacitores	53
3.6.2.1	<i>Configurações com neutro</i>	53
3.6.2.2	<i>Configuração sem neutro</i>	54
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	56
4.1	RESULTADOS EM <i>HARDWARE IN THE LOOP</i>	56
4.1.1	Detecção de configuração	56
4.1.2	Detecção de erros de configuração	62
4.1.3	Resultados controladores de Tensão diferencial	64
4.1.4	Resultados controladores de corrente	66
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	70
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	76
5.1	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	77
5.2	ARTIGOS RELACIONADOS AO TRABALHO	77
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	78
	APÊNDICE A – CÓDIGO PARA PROJETO DO CONTROLADOR	80
	APÊNDICE B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	82

1 INTRODUÇÃO

O aumento da demanda de energia, aliada às crises de petróleo, tem motivado investimentos na área de energias renováveis (COSTA; ANDERSEN, 2015). Como medida para redução da emissão dos gases do efeito estufa, os países têm adotado políticas públicas a fim de promover o crescimento da geração de energia renovável (ELAVARASAN et al., 2020) (MORENO et al., 2020).

Em 2019, a potência instalada de energia fotovoltaica e eólica juntas, representava 1226 GW. Até 2025, a previsão é de que a potência instalada alcance a marca de 2349 GW (IEA, 2020). A constante queda nos custos de módulos fotovoltaicos e inversores tem provocado um aumento na busca pela instalação de sistemas fotovoltaicos (ZHANG et al., 2018).

No Brasil, desde 2012, a geração fotovoltaica vem crescendo de forma otimista. Em 2019, uma pesquisa realizada revelou que 89% da população brasileira tem interesse em gerar sua própria energia. A estimativa de crescimento para 2019 era de 44% (SOLAR, 2019), no entanto, o crescimento chegou a marca de 212% naquele ano (ABSOLAR, 2020). Deste modo, é esperado que ocorra um crescimento expressivo de geração fotovoltaica, aumentando, assim, a demanda por painéis e inversores.

Neste capítulo, serão apresentados os níveis de tensão padronizados pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Posteriormente, serão apresentados dados de concessionárias locais de energia, mostrando que o Brasil possui muitos locais com configurações de redes e níveis de tensão diferentes.

1.1 CLASSIFICAÇÃO DAS REDES DISPONÍVEIS NO BRASIL

Por possuir uma área muito extensa, o Brasil conta com um número bastante elevado de concessionárias para distribuição de energia elétrica. Isso acaba possibilitando a existência de diversos padrões de conexão e níveis de tensão.

Logo, surgem dificuldades técnicas ocasionadas pela falta de padronização, fazendo com que alguns produtos operem fora das especificações dadas pelo fabricante. Tal situação, por vezes, até impossibilita o uso de alguns equipamentos. Para os sistemas fotovoltaicos, a diversidade de níveis de tensão e configurações de rede elétrica disponíveis pode ser um problema pois, para cada nível de tensão ou tipo de rede, um produto que atenda essas especificações deve ser desenvolvido.

De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o Sistema de Distribuição de Baixa Tensão (SDBT) brasileiro possui níveis de tensão padronizados de acordo com a Tabela 1.1, porém, podem ser admitidas tensões diferentes dependendo da região (ANEEL, 2017).

Tabela 1.1 – Tensões nominais para rede de Baixa Tensão.

Sistema	Tensão Nominal (V)
Trifásico	220/127
	380/220
Monofásico	254/127
	440/220

Fonte: Adaptado de (ANEEL, 2017).

A ANEEL também disponibiliza dados de níveis de tensão em seu site. Tais níveis são fornecidos pelas concessionárias locais e são listados por cidade. Fazendo uma breve busca, considerando cidades diferentes, encontramos:

- Atibaia - SP - 220V/127V, 254V/127V e 380V/220V;
- Embu - SP - 230V/115V, 220V/127V e 208V/120V;
- Guarulhos - SP - 380V/220, 254V/127V e 240V/120V.

Com os dados dessas três cidades, podemos compará-los com as informações padronizadas, e é possível notar que ao menos duas cidades possuem valores diferentes do padrão informado pela ANEEL. Os valores à direita da barra representam a medição de tensão de fase a neutro, já os da esquerda representam medição de fase a fase (ANEEL, 2021).

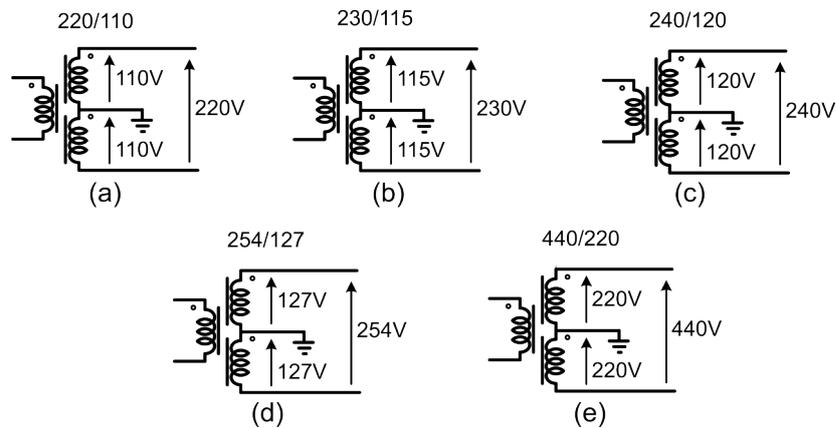
Nas situações em que as tensões de fase a fase representam o dobro da tensão de fase a neutro, a defasagem angular das fases é de 180° . No restante das configurações, a defasagem é de 120° . Essas últimas situações ocorrem porque, em alguns locais, são utilizados transformadores com secundários ligados em delta e aterrados (SACCOL et al., 2019).

Como disponibilizado na Tabela 1.1, se as redes disponíveis no Brasil seguissem o padrão definido, teríamos apenas dois tipos de acesso à rede de distribuição: monofásico e trifásico. No entanto, por meio dos níveis de tensões obtidos, podemos notar que, em algumas situações, a configuração de rede não é monofásica e nem trifásica. Com base nos níveis de tensões obtidos através dos Procedimentos de distribuição de energia elétrica (ANEEL, 2017), podemos estimar as possibilidades de conexões existentes. A ANEEL apenas disponibiliza informações de níveis de tensão, sem informar qual é o tipo de rede disponível para cada tensão.

Os possíveis modelos de redes existentes no Brasil foram separados em dois grupos: na Figura 1.1, estão listados apenas sistemas monofásicos e, na Figura 1.2, são apresentadas configurações polifásicas e de composição mista. Na Figura 1.1, apresentadas cinco configurações. Nesta situação, a concessionária pode fornecer configurações monofásicas com dez possibilidades de níveis de tensão.

Na Figura 1.2, estão representadas as configurações trifásicas. Os tipos de transformadores apresentados nas Figuras (b) e (c) seguem exatamente o padrão exigido pela ANEEL. Já o transformador da Figura 1.2 (a) não segue os padrões definidos na Tabela 1.1. Justamente este tipo de rede fornece possibilidades de conexão nada comuns, nesta configuração é possível

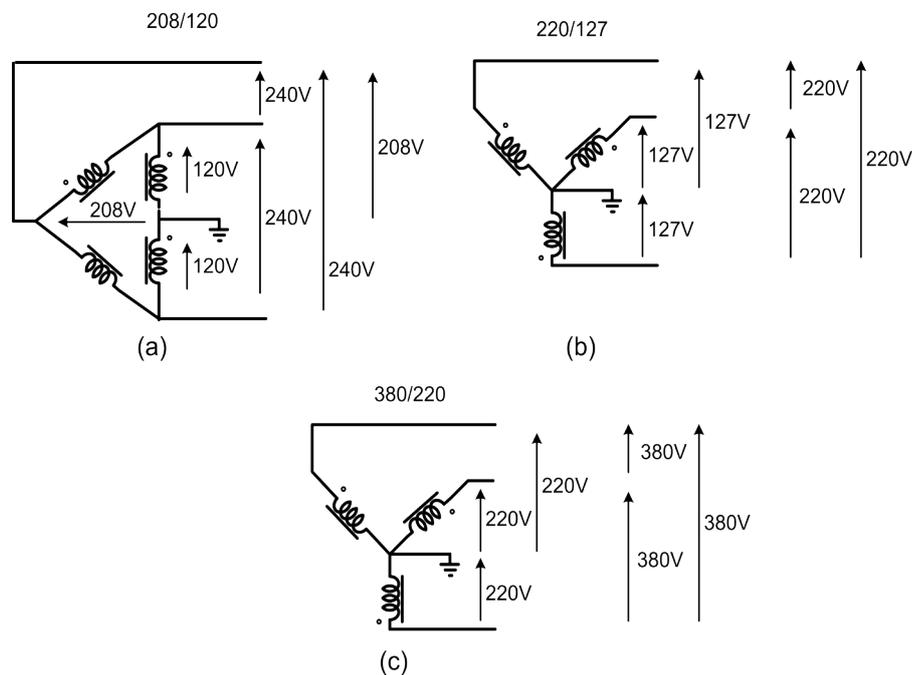
Figura 1.1 – Redes Monofásicas disponíveis.



Fonte: Próprio autor.

realizar a conexão a uma residência de quatro formas, sendo três delas monofásicas, de 120 V, 208 V e 240 V. A outra possibilidade seria uma conexão trifásica de três fios, com tensão de linha de 240 V.

Figura 1.2 – Redes Trifásicas disponíveis.



Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, a modularidade e a capacidade de reconfiguração são características esperadas para um inversor, permitindo que o mesmo possa ser conectado nos diversos tipos de rede de energia elétrica no Brasil.

Assim, esta dissertação tem como objetivo o desenvolvimento de um inversor fotovoltaico que possa ser conectado na maioria das redes disponíveis no Brasil. O conversor consiste

em um sistema modular, onde cada módulo é responsável pelo processamento de energia de uma fase, com possibilidade de conexão de até 3 módulos, de maneira que seja possível a operação de um sistema monofásico, monofásico de braços paralelos, bifásico com neutro, bifásico sem neutro e trifásico.

1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

O objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de uma estrutura modular e reconfigurável, possibilitando que o inversor possa ser conectado na maioria das redes de distribuição do Brasil. Para isso, foi desenvolvida uma estrutura de firmware com capacidade de reconfiguração e fácil adaptação, permitindo a seleção de novos controladores e diferentes estratégias de operação. Aliado a isso, também foi desenvolvido um algoritmo que possibilite a detecção da configuração presente no inversor, de modo a fornecer uma segurança adicional, tendo em vista que existe a possibilidade de conexão incorreta do inversor na rede ou, até mesmo, a conexão de um modo de rede correto, mas incompatível com a configuração selecionada no *setup*.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2, são apresentados os possíveis modos de conexão do inversor nas diferentes redes brasileiras. Também é apresentada a topologia adotada para o conversor, bem como o desenvolvimento da parte de *hardware* do sistema modular. Nele, também é desenvolvido o sistema de detecção de configuração, além das estruturas de *firmware* reconfiguráveis. No Capítulo 3, são apresentados os modelos matemáticos e controladores desenvolvidos. No Capítulo 4, são apresentados resultados experimentais do projeto realizado. Por fim, são apresentadas as conclusões do trabalho.

2 INVERSOR FOTOVOLTAICO MODULAR RECONFIGURÁVEL

Este capítulo apresenta o sistema reconfigurável proposto, contemplando um sistema de detecção de configuração, sistema de reconfiguração de controle e *hardware* modular. Na seção 2.1, é apresentada uma análise sobre os trabalhos existentes, quais estratégias adotadas permitem a realização da reconfiguração e qual o objetivo do uso de cada uma.

Na seção 2.2, são apresentados os níveis de tensão e tipos de redes disponíveis, tipos de configurações adotadas para o conversor; são apresentadas também as possibilidades de conexão do inversor com a rede de energia brasileira, demonstrando como cada modo de conexão é realizado na rede de distribuição.

Na seção 2.3, uma estrutura modular é apresentada, bem como a estrutura base que é conectada aos módulos.

A seção 2.4 apresenta a estrutura de *hardware* completa, demonstrando como os módulos são conectados ao restante da estrutura.

A seção 2.5 apresenta o sistema de seleção de configuração, que possibilita a seleção correta das variáveis para cada modo de operação. Além disso, nesta seção também será apresentado o sistema de detecção de configuração, sendo ele o responsável por identificar a rede presente no inversor. É apresentado, ainda, o sistema de matrizes de entrada e saída, desenvolvido para simplificar a reconfiguração dos sistemas de controle frente ao grande número de variáveis e possibilidades de conexão.

2.1 ANÁLISE DOS INVERSORES RECONFIGURÁVEIS

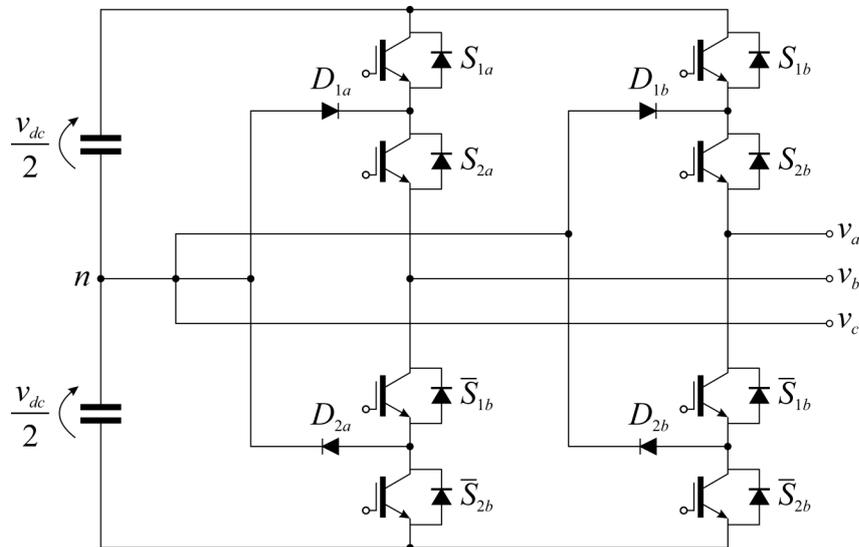
Durante a exploração das topologias para um sistema reconfigurável, é possível notar que o tema abordado por alguns autores normalmente vai em direção aos conversores com sistemas de recuperação em caso de falhas de operação.

Katebi, He e Weise (2019) propõem uma topologia trifásica do tipo T, com um braço sobressalente, permitindo a operação mesmo em situações de falha. Em outras circunstâncias, este braço pode ser usado para proporcionar um aumento de processamento de potência. Xu, Zhang e Hang (2017) apresentam uma configuração do tipo T trifásica com quatro braços, sendo um deles utilizado para o balanceamento da tensão do ponto neutro do conversor, permitindo que ondulações de tensão de baixa frequência sejam totalmente eliminadas.

Outros aspectos de reconfiguração são mencionados em topologias que visam a redução de componentes em topologias multiníveis para conversores trifásicos. Lin e Wei (2004) apresentam uma topologia trifásica com ponto neutro grampeado (NPC - *Neutral Point Clamped*) de dois braços, sendo que a terceira fase é conectada ao ponto central n como mostra a Figura 2.1. Esse tipo de conexão tem como principal vantagem a redução de componentes presentes no

conversor, no entanto, tem como desvantagem a necessidade do dobro de tensão no barramento CC (ANTUNES, 2018).

Figura 2.1 – Topologia NPC trifásica de dois braços.



Fonte: Adaptado de (LIN; WEI, 2004).

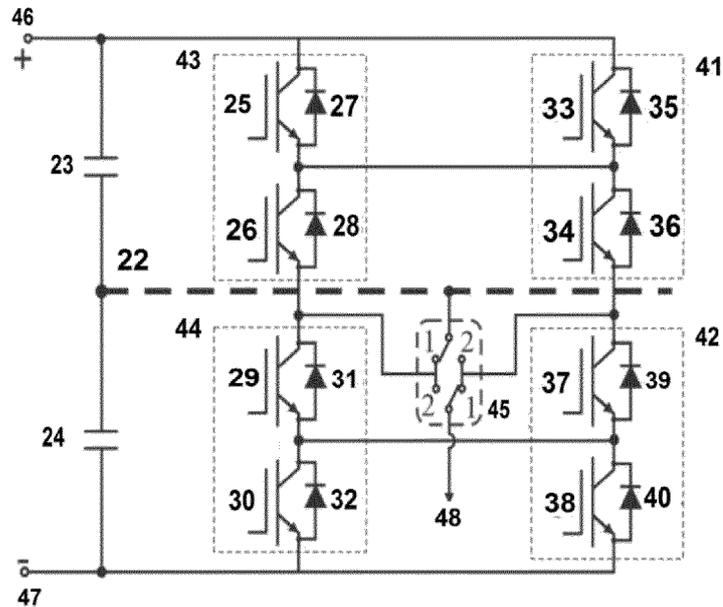
Antunes (2018) propõe um conversor tolerante a falhas para uso em microrredes de energia. O conversor é composto por três inversores monofásicos conectados em delta. A operação do conversor pode ser realizada de três modos: no primeiro, ocorre a conexão dos três inversores em delta; no segundo, um inversor é desligado e o filtro LC é responsável por fechar o delta; e o terceiro modo é a operação em delta aberto. Em caso de falha em um inversor, o sistema realiza a reconfiguração, alterando a configuração de delta para delta aberto sem interromper a operação.

Como a quantidade de trabalhos que abordam o tema de inversores reconfiguráveis é pequena, optou-se, também, pela realização de uma busca por patentes. Tal busca foi realizada nas bases de dados do INPI, USPTO (United States Patent and Trademark Office) e ESPACE-NET, considerando as seguintes palavras chave: Inversor, Modular e Reconfigurável. Durante a busca, foram encontradas algumas patentes que possuem reivindicações similares ao tema desta dissertação, no entanto, nenhuma aborda o sistema de reconfiguração para uso em redes de distribuição de energia elétrica.

A primeira patente encontrada aborda um conversor tolerante a falhas com reconfiguração inteligente. Sendo apresentada uma topologia ANPC modificada, são adicionadas duas chaves (25 e 30), além disso uma chave de comutação de dois polos reversíveis (45) é adicionada como mostra a Figura 2.2, possibilitando a reconfiguração das conexões do inversor (Braz de Jesus Cardoso Filho e Anderson Vagner Rocha, 2016).

Patentes de conversores baseadas em módulos redundantes podem ser encontradas. Figura 2.3 exibe um conversor reconfigurável com quatro braços, sendo que cada braço possui chaves adicionais (S2.1 e S2.2) que possibilitam ligar ou desligar o módulo, permitindo a iso-

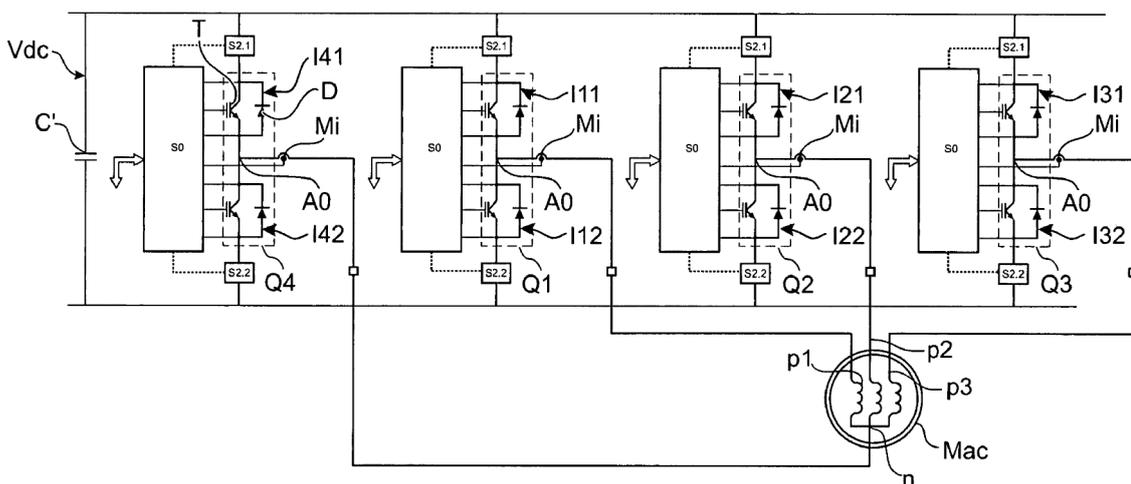
Figura 2.2 – Conversor tolerante a falhas com topologia ANPC modificada.



Fonte: (Braz de Jesus Cardoso Filho e Anderson Vagner Rocha, 2016).

lação do módulo defeituoso. Com o módulo defeituoso desligado, é possível habilitar o quarto módulo (módulo redundante), possibilitando que o mesmo alimente qualquer uma das fases (Jérôme Mavier, Frédérie Richardeau e Hubert Piquet, 2008).

Figura 2.3 – Conversor reconfigurável tolerante a falhas.

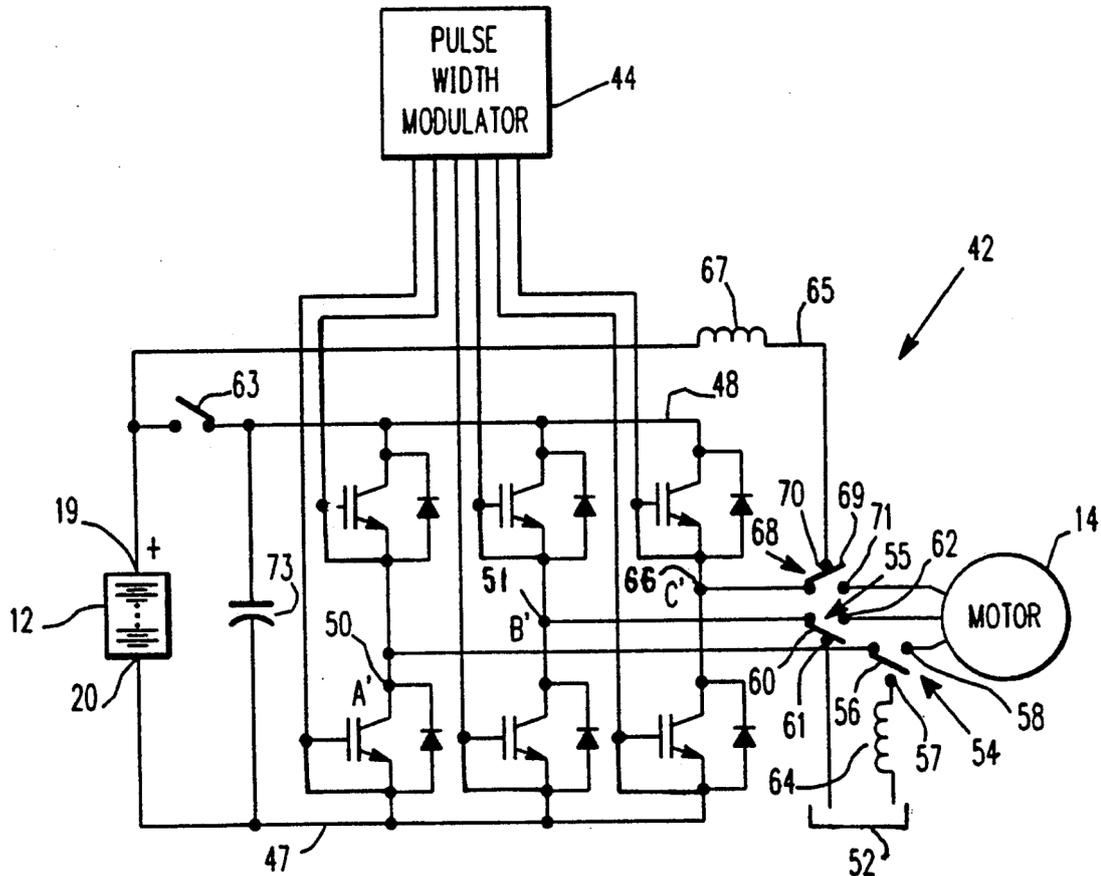


Fonte: (Jérôme Mavier, Frédérie Richardeau e Hubert Piquet, 2008).

A Figura 2.4 exibe uma topologia trifásica de dois níveis, dotada de chaves seletoras possibilitando uma seleção de conexão entre dois modos, alimentar o motor de um veículo de tração elétrica ou realizar a recarga da bateria. O primeiro é o modo inversor: nele, o inversor drena a energia da bateria realizando a conversão CC/CA acionando um motor polifásico. O segundo modo de operação é o de recarga da bateria: nesta situação, o inversor drena energia

de uma fonte externa de alimentação (Theodore M. Heinrich, 1994).

Figura 2.4 – Conversor reconfigurável para veículo de tração com bateria.

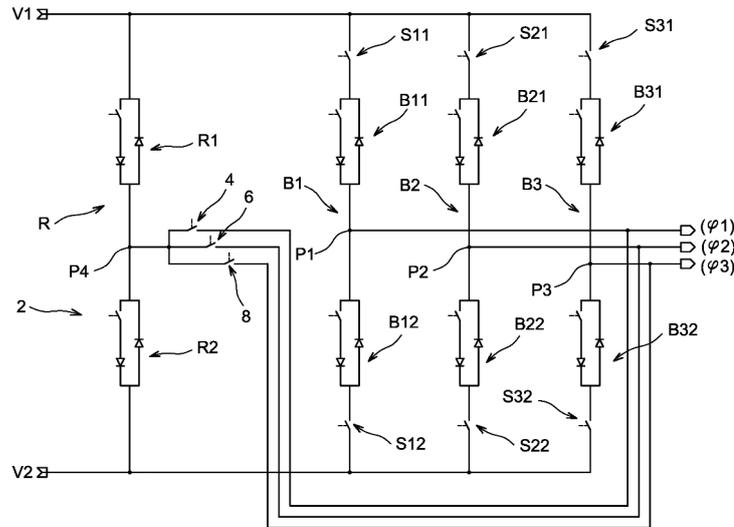


Fonte: (Theodore M. Heinrich, 1994).

Outra invenção encontrada, descreve o funcionamento de um inversor tolerante a falhas para acionamento de motor de ímãs permanentes. O inversor descrito, possui quatro células de chaveamento, sendo que as células B1, B2 e B3 são usadas no acionamento do motor, a célula R é a célula de redundância utilizada durante a falha de outra célula. As chaves S11 a S31 possibilitam que uma célula defeituosa seja desabilitada. Com a célula defeituosa isolada, é possível redirecionar o módulo redundante até a fase desejada, a partir do acionamento das chaves 4, 6 e 8, a ligação elétrica é realizada entre o módulo redundante e a fase que estava em falha (Jérémy Guitard, Frédérie Richardeau e Xavier Pol, 2011).

Com base nas patentes encontradas, podemos notar que, na maioria das vezes, o tema reconfigurabilidade está mais relacionado ao *hardware*, visando atender situações de falhas de *hardware*. Nesses casos, os autores propõem topologias com possibilidade de operação com módulos redundantes ou até mesmo com a falta deles, além disso, na maioria das vezes, tais topologias são voltadas para o uso no acionamento de motores elétricos. Não foram encontradas menções de topologias que tem como finalidade o uso do inversor em redes de distribuição.

Figura 2.5 – Conversor reconfigurável tolerante a falhas com módulo redundante.



Fonte: (Jérémy Guitard, Frédérie Richardeau e Xavier Pol, 2011).

2.2 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA

Este capítulo tem como objetivo detalhar o desenvolvimento do *hardware* e também os diagramas de controle reconfiguráveis. Nele, será abordada a definição da topologia adotada, demonstrando a composição interna do módulo. Além disso, também é demonstrado como os módulos são conectados aos outros componentes de *hardware*. No item 2.4 será apresentado o diagrama geral do sistema reconfigurável, detalhando o funcionamento de cada bloco e demonstrando em qual situação cada um deve ser utilizado.

Durante a definição de uma topologia para o desenvolvimento do inversor fotovoltaico de fases reconfiguráveis, foram considerados alguns aspectos, como complexidade de implementação e eficiência.

Topologias multiníveis têm sido muito utilizadas devido às baixas perdas de comutação e baixos níveis de harmônicos se comparados com as topologias de dois níveis (CHOUDHURY et al., 2018). Estas características são bem atrativas pois, com a redução das perdas de comutação, é possível ter maiores frequências de comutação com menores perdas. Logo, essas características proporcionam a redução de filtros de saída do conversor.

Na análise realizada por Kumari, Mapa e Maheshwari (2020), as topologias do tipo T (T-type) e NPC são comparadas, mostrando que as perdas de comutação na topologia NPC são relativamente menores, além de ter uma eficiência maior. O principal ponto negativo do conversor do tipo T é a necessidade de dispositivos semicondutores que suportem diferentes tensões de bloqueio. Por outro lado, as perdas de condução tendem a ser menores na topologia do tipo T, tendo em vista que a topologia NPC apresenta dispositivos semicondutores em série para algumas etapas de operação.

Outro ponto negativo da topologia NPC é a distribuição desigual das perdas sobre os

semicondutores. A topologia ANPC conta com interruptores ativos no lugar dos diodos do conversor NPC convencional. Desse modo, utilizando uma estratégia de modulação adequada, é possível melhorar a distribuição da temperatura dos semicondutores (BRUCKNER; BERNET; GULDNER, 2005).

Deste modo, optou-se pela topologia NPC convencional, tendo em vista que sua simplicidade de implementação é maior do que as outras topologias apresentadas. Além disso, as baixas perdas de comutação e o baixo custo associado aos interruptores que suportam a metade da tensão do barramento são fatores importantes na seleção.

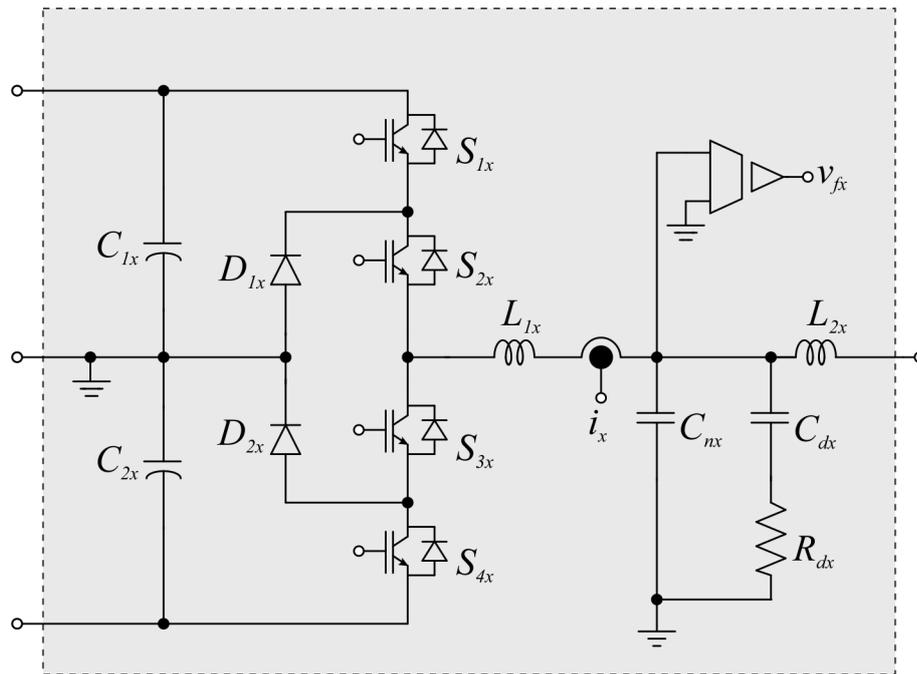
Com a topologia do conversor devidamente escolhida, foi possível desenvolver um módulo, sendo este o responsável pelo processamento de energia de um braço. O módulo foi projetado de modo que compreenda o máximo de componentes do conversor, deixando fora dele apenas componentes que são compartilhados com mais de um módulo, evitando, assim, a duplicação desnecessária de elementos. Os componentes de um módulo estão representados na Figura 2.6. Nele, estão presentes os sensores de tensão CA e corrente CA, responsáveis pelas medições das variáveis utilizadas no controle. De forma genérica, são chamados de V_{fx} e i_x , contudo, depois que o controle está configurado, pode receber a nomenclatura referente à fase em que estão conectados, por exemplo, V_{fa} e i_a . O sensor de corrente adotado foi o LAH100-P de efeito Hall, com *footprint*, que permite a soldagem direto na PCI (Placa de circuito impresso), facilitando o processo de montagem. Já os sensores de tensão CA, bem como os sensores de tensão CC, foram desenvolvidos durante a elaboração do projeto. O sensor de tensão projetado, possui o circuito integrado ACPL-C87A, que é um amplificador de isolamento óptico, sendo utilizado em conjunto com um divisor de tensão resistivo para adequar a tensão medida aos níveis suportados pelo circuito integrado. A banda passante projetada para o sensor foi de 10 kHz. As faixas de tensão medidas são, 850 V e 450V para os sensores de tensão CC e 250 V eficaz para os sensores de tensão CA.

Considerando que o inversor irá operar em diferentes tipos de configurações, os componentes foram projetados de acordo com a situação mais crítica.

Para o correto funcionamento dos sistemas de controle desenvolvidos, é necessário o uso de dois sensores de tensão CA por fase do inversor, ou seja, ao total são necessários 6 sensores. Tais sensores estão posicionados da seguinte maneira: cada fase possui um sensor em seu respectivo módulo, realizando a medida no filtro LCL, os demais sensores estão localizados na placa de relés, e são utilizados basicamente para realizar a identificação da rede.

Os capacitores C_1 e C_2 , são formados através de uma associação paralela de quatro capacitores eletrolíticos de $560\mu\text{F}/450\text{V}$ para cada polo do barramento, sendo eles da marca KEMET (ALC70A561DF450), optou-se pela utilização de vários capacitores menores pois a associação de vários capacitores em paralelo resultou em uma resistência série equivalente (ESR - Equivalent Series Resistance) menor do que seria obtido utilizando um capacitor em cada polo. Os indutores que compõem o filtro LCL fazem parte do módulo, no entanto ficam posicionados na parte externa, de forma que a ventilação forçada adotada no dissipador contribua com o

Figura 2.6 – Estrutura do módulo.



Fonte: Próprio autor.

resfriamento do mesmo. Os parâmetros adotados para o filtro LCL são: $L_{1x} = 500 \mu\text{H}$, $L_{2x} = 80 \mu\text{H}$, $C_{nx} = C_{dx} = 10 \mu\text{F}$ e $R_{dx} = 0,5 \text{ ohms}$. A resistência de amortecimento passivo foi adicionada com o objetivo de auxiliar no amortecimento ativo, além de proporcionar um amortecimento enquanto o controlador não estiver operando. O amortecimento passivo pode ser implementado de diferentes formas, neste trabalho optou-se pela utilização da implementação do amortecimento passivo, em que $C_{nx} + C_{dx} = C_f$, sendo que quanto maior a relação C_{dx}/C_{nx} , maior é o amortecimento, no entanto, as perdas são maiores (GIACOMINI, 2015). Com a divisão da capacitância C_f de forma igual entre C_{nx} e C_{dx} , é obtido um balanço entre perdas e amortecimento (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010), deste modo neste trabalho optou-se pela divisão igual entre C_{nx} e C_{dx} . Cada módulo conta com quatro chaves e dois diodos, formando assim a topologia NPC. As chaves STGW80H65DFB-4, suportam tensões de 650V. Os diodos STPSC40065C, são do tipo SiC (*Silicon Carbide*) e também suportam 650V.

2.3 INVERSOR RECONFIGURÁVEL NAS DIFERENTES REDES BRASILEIRAS

Na Introdução, foram apresentados os tipos de redes e níveis de tensão encontrados no Brasil. Sendo que muitas delas não atendem o padrão estabelecido pela ANEEL. Desta forma serão definidas algumas configurações, de forma que o maior número de redes presentes no Brasil possam ser conectadas.

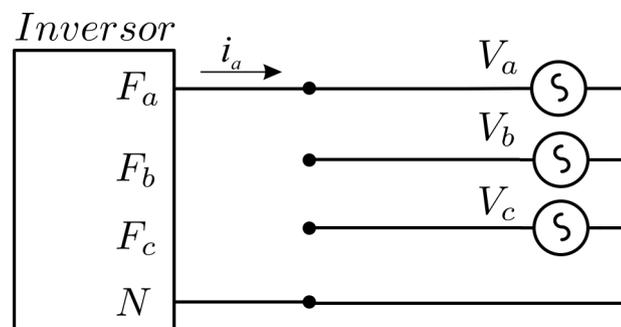
Para que o seja compatível com a maioria das redes disponíveis no Brasil, o *firmware* do

inversor foi desenvolvido de modo que seja possível operar em cinco configurações diferentes, permitindo a operação em seis tipos de redes. Os níveis de tensão nominal desejados para cada configuração também são definidos na pré configuração, e podem variar de 110 V até 138 V por fase. As cinco configurações estão listadas abaixo:

- Configuração 1 - Monofásico 110 V a 130 V;
- Configuração 2 - Monofásico 110 V a 130 V com braços paralelos;
- Configuração 3 - Bifásico com neutro 220/127 V;
- Configuração 4 - Bifásico sem neutro 220/127 V / Monofásico 208 V a 220 V;
- Configuração 5 - Trifásico com neutro 220/127 V.

Quando selecionamos a configuração 1, o inversor passa a ser compatível com uma rede monofásica, suportando tensão nominal de 110 V a 138 V, assim, apenas um módulo NPC do conversor é utilizado. A tensão de fase pode ser selecionada durante a pré-configuração, podendo ser utilizado qualquer valor entre 110 V e 130 V. Na Figura 2.7, está representado como o inversor deve ser conectado na rede. Nesta configuração de rede, a corrente i_a é injetada em sincronismo com a tensão V_a .

Figura 2.7 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Monofásico 127V.



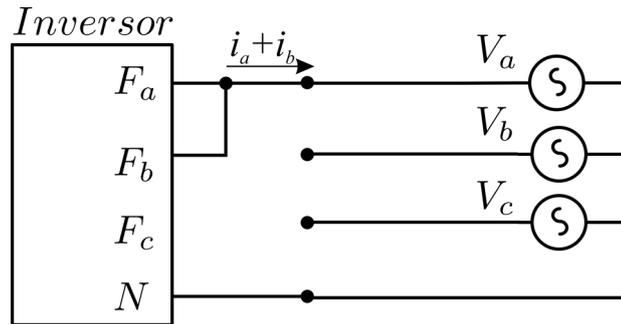
Fonte: Próprio autor.

A configuração 2 possibilita a utilização de dois braços NPC na mesma fase, fazendo com que a potência processada seja aumentada. A conexão elétrica é realizada como mostra a Figura 2.8. Nesta configuração, as correntes i_a e i_b são injetadas em sincronismo com a tensão V_a .

Na configuração 3, os dois braços NPC estão presentes e trabalham com uma defasagem de 120° . Deste modo, a rede bifásica com neutro é suportada. A Figura 2.9 representa a conexão elétrica da rede. Neste caso, a corrente i_a é injetada em sincronismo com a tensão de fase V_a , e a corrente i_b , em fase com a tensão de fase V_b .

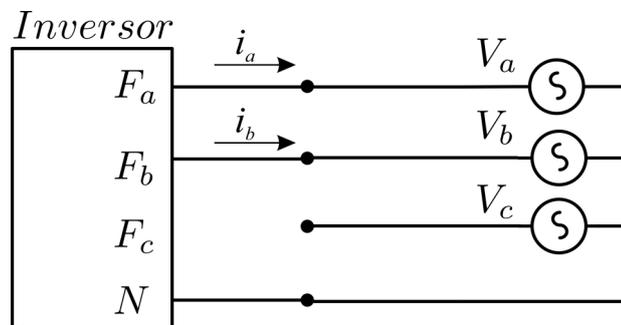
Para a configuração 4, são utilizados dois módulos NPC. O sincronismo é realizado através da tensão de V_{ab} e as correntes i_a e i_b são defasadas em 180° . Esta configuração permite que

Figura 2.8 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Monofásico 127V com paralelismo.



Fonte: Próprio autor.

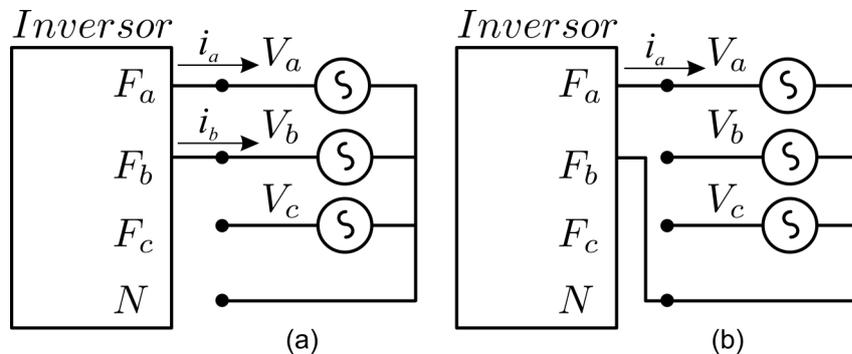
Figura 2.9 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Bifásico com neutro.



Fonte: Próprio autor.

o inversor seja conectado em duas redes com tensões diferentes. A Figura 2.10 (a) representa a conexão do inversor em uma rede bifásica com tensão 220/127 V sem acesso ao ponto neutro. Outra possibilidade é a conexão em uma rede 380/220 V, como representado na Figura 2.10 (b). Neste caso, o inversor opera como ponte completa monofásica de 220 V.

Figura 2.10 – (a) Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Bifásico sem neutro. (b) Conexão inversor na rede 380/220V - Modo Monofásico 220V.

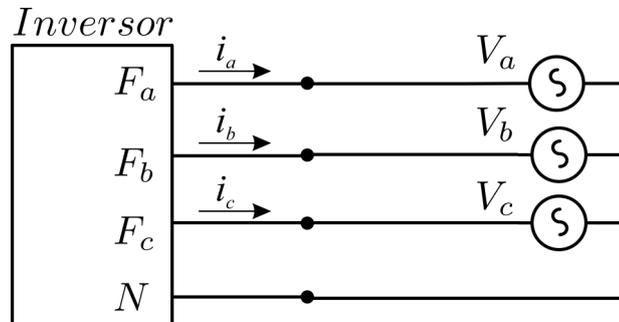


Fonte: Próprio autor.

Para a configuração 5, são utilizados todos os três módulos NPC, permitindo a conexão do inversor ao sistema trifásico com neutro, com tensão 220/127V eficaz. Nesta configuração, as correntes i_a , i_b e i_c são injetadas em sincronismo com as tensões V_a , V_b e V_c , respectivamente.

A Figura 2.11 representa a conexão elétrica do inversor: se os ângulos das tensões V_a , V_b e V_c forem 0° , -120° e 120° , respectivamente, o inversor detecta a sequência de fase como positiva; caso forem 0° , 120° e -120° , detecta sequência negativa.

Figura 2.11 – Conexão inversor na rede 220/127V - Modo Trifásico.



Fonte: Próprio autor.

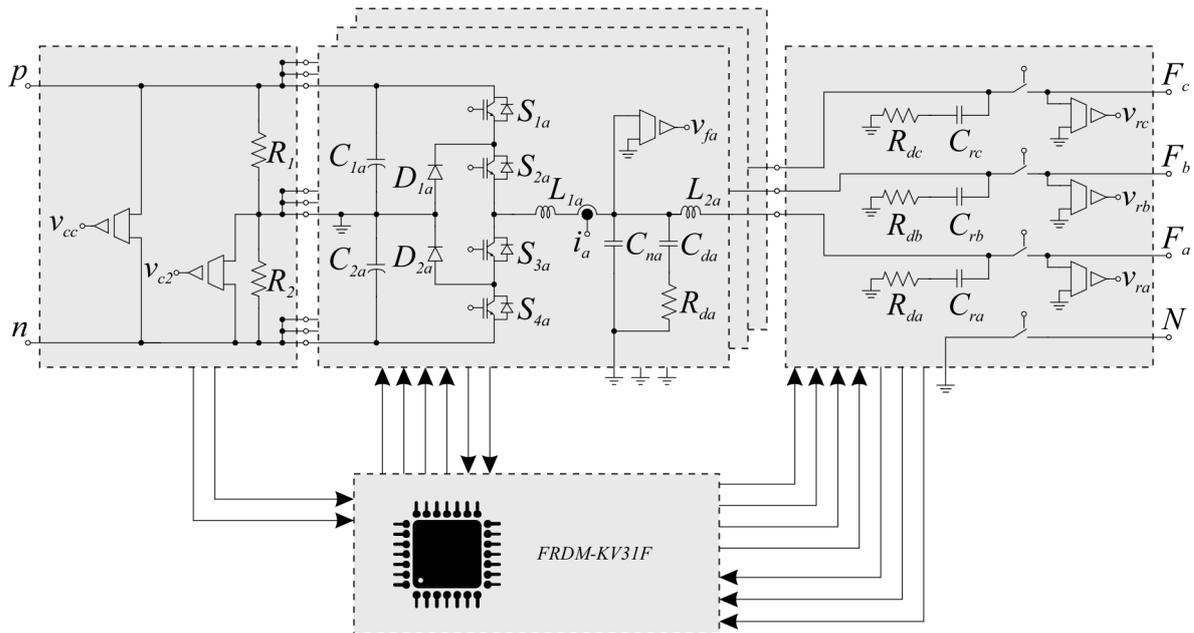
Com base nas formas de conexão apresentadas anteriormente, podemos ver que, por mais que existam inúmeras possibilidades de redes e níveis de tensão disponíveis, um inversor reconfigurável cuja capacidade lhe permita operar nas cinco configurações, garante uma compatibilidade com a maioria das redes brasileiras. Logo, as cinco configurações citadas acima servirão como base para o desenvolvimento do inversor reconfigurável.

2.4 DEFINIÇÃO DE ESTRUTURA COM CAPACIDADE MODULAR

A estrutura geral foi definida de forma que seja modular e de fácil adição de novos módulos. Como pode ser visto na Figura 2.12, a estrutura completa conta com três braços NPC, uma placa de relés, uma placa para conexão do barramento CC e, por fim, a placa de processamento. A estrutura mínima para o funcionamento é: um braço NPC, a placa de relés, a placa para conexão do barramento CC e a placa de processamento. Com essa estrutura, já é possível operar em um modo de configuração. Para operar outros modos de operação, é necessário apenas adicionar mais módulos NPC.

A placa de relés, como o próprio nome sugere, possui os relés de interface entre o inversor e a rede. Ao todo, são quatro relés com operação independente, sendo eles responsáveis pelas conexões dos pontos A, B, C e N. Além disso, nessa placa também estão localizados os sensores de tensão da rede, os quais são responsáveis pela medição de tensão utilizada no algoritmo de detecção de tensão. Estes sensores estão conectados diretamente na rede, ou seja, mesmo com os relés abertos, o conversor consegue detectar qual configuração está presente. Isto é muito importante, pois, como se trata de um inversor que suporta várias configurações, existe a possibilidade de ocorrer erros de conexão e, deste modo, caso a configuração não esteja de acordo, o inversor simplesmente impede o fechamento dos relés, evitando assim qualquer

Figura 2.12 – Estrutura modular completa do inversor.



Fonte: Próprio autor.

dano ao inversor.

A placa de medição do barramento CC conta com dois sensores de tensão: um mede a tensão total e o outro mede a tensão sobre o capacitor inferior. A tensão sobre o capacitor superior é obtida no processamento através da subtração entre a tensão total e a tensão do capacitor inferior. Estas medições são necessárias para a regulação das tensões dos capacitores C_1 e C_2 do barramento CC.

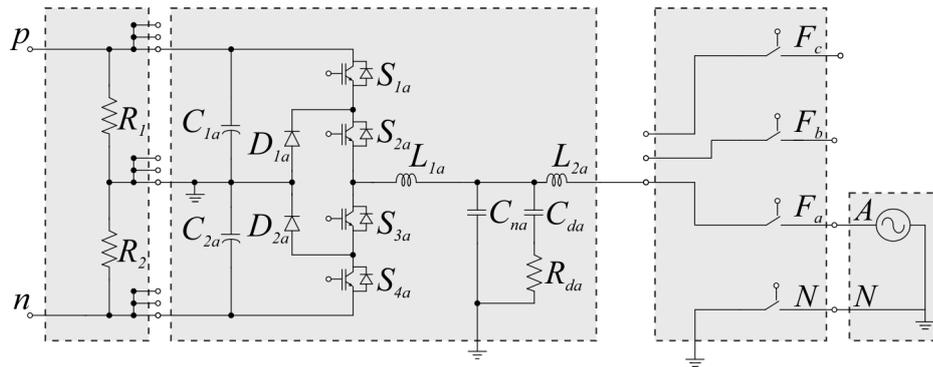
A placa de processamento contém circuitos de condicionamento A/D e PWM. Nela, também está localizada a placa do microcontrolador, responsável por realizar o cálculo dos controles e comando dos relés, ou seja, toda a parte de processamento. O microcontrolador adotado foi o modelo MKV31F512VLL12, da NXP. Este modelo possui um núcleo ARM®Cortex®M4 de 120 MHz com instruções DSP e unidade de ponto flutuante.

A estrutura interna do módulo está representada na Figura 2.6. Este módulo é a estrutura de potência responsável pelo processamento de energia de uma fase. Nela, está presente um braço NPC de três níveis, capacitores do barramento CC e filtro LCL de saída. Nele, também estão localizados os sensores de corrente e tensão CA usados no controle.

Nas próximas figuras, será demonstrado como é realizada a conexão dos módulos nas diferentes redes propostas anteriormente.

Na Figura 2.13, é apresentada a ligação elétrica da estrutura para uma configuração monofásica de 127 V. Para esta configuração, apenas um módulo NPC é utilizado e, nesta situação, o inversor tem capacidade de processar até 5 kW de potência. São conectados fase A e N nos pontos F_a e N, respectivamente, e a corrente i_a é injetada em sincronismo com a tensão v_a .

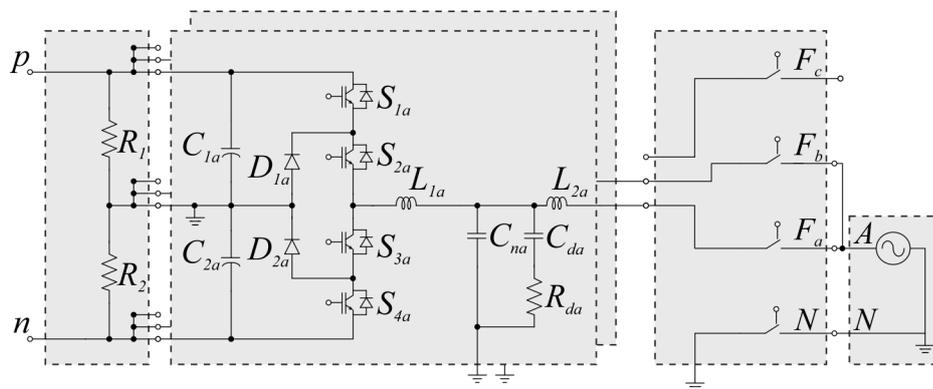
Figura 2.13 – Estrutura configurada para rede monofásica de 127 V.



Fonte: Próprio autor.

Assim como na configuração anterior, a configuração apresentada na Figura 2.14 também é utilizada para uma configuração monofásica de 127 V. No entanto, neste caso são utilizados dois módulos NPC e, através do paralelismo de ambos, é possível obter um aumento de energia processada, com limite de 10 kW para esta configuração. Nela, as correntes i_a e i_b são injetadas em sincronismo com a tensão v_a .

Figura 2.14 – Estrutura configurada para rede monofásica de 127 V com braços em paralelo.

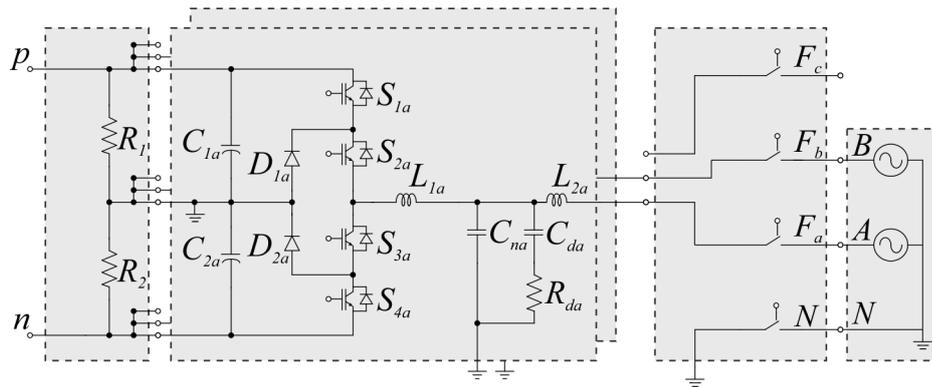


Fonte: Próprio autor.

A Figura 2.15 apresenta a estrutura configurada para uma rede bifásica de 127 V com neutro. Nesta configuração, dois módulos NPC são utilizados para o processamento da potência, sendo que as fases A e B possuem defasagem angular de 120° , e as correntes i_a e i_b são injetadas em sincronismo com as tensões v_a e v_b , respectivamente.

A Figura 2.16 traz duas possibilidades de conexão de redes distintas. Na Figura 2.16 (a), é apresentada a forma de conexão de uma rede monofásica de 220 V, sendo que os condutores A e N da rede são conectados nas saídas Fa e Fb do inversor, respectivamente, e a corrente i_a é injetada em sincronismo com a tensão V_{ab} . Para a utilização da estrutura em uma rede bifásica sem neutro, as ligações dos condutores das fases A e B são realizadas nas saídas Fa e Fb do inversor. Neste caso, não é realizada a conexão entre o condutor neutro da rede e o neutro do inversor, como mostra a Figura 2.16 (b). Em tal configuração, as correntes i_a e i_b são injetadas

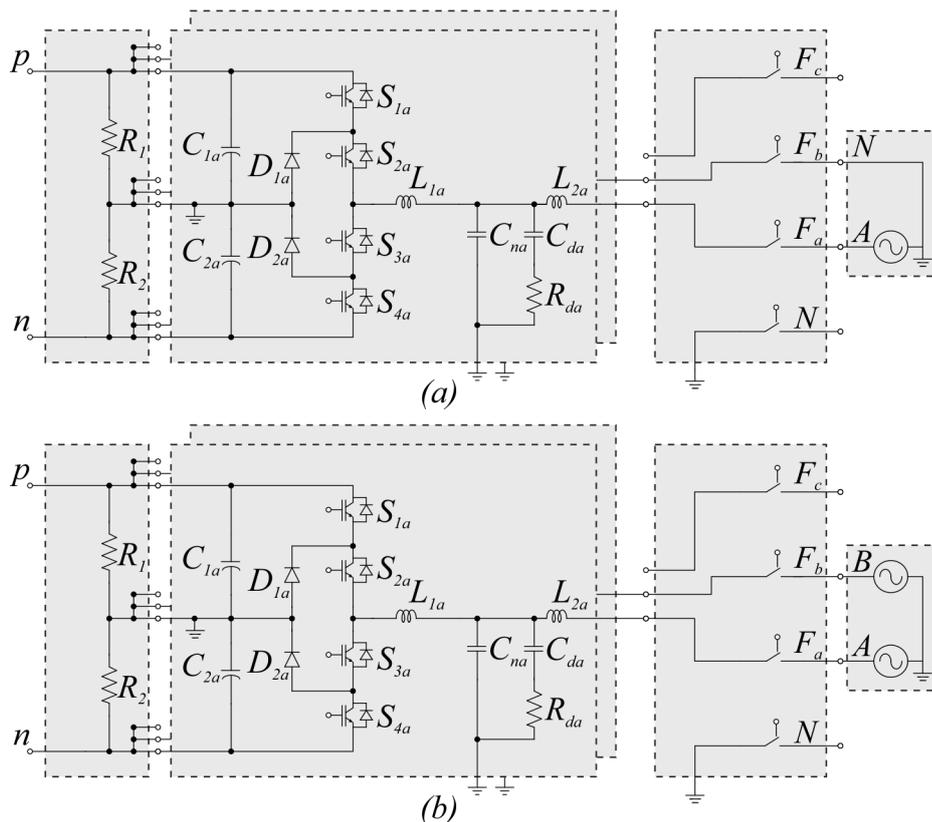
Figura 2.15 – Estrutura configurada para rede bifásica de 127 V com neutro.



Fonte: Próprio autor.

em sincronismo com as tensões v_a e v_b , consecutivamente.

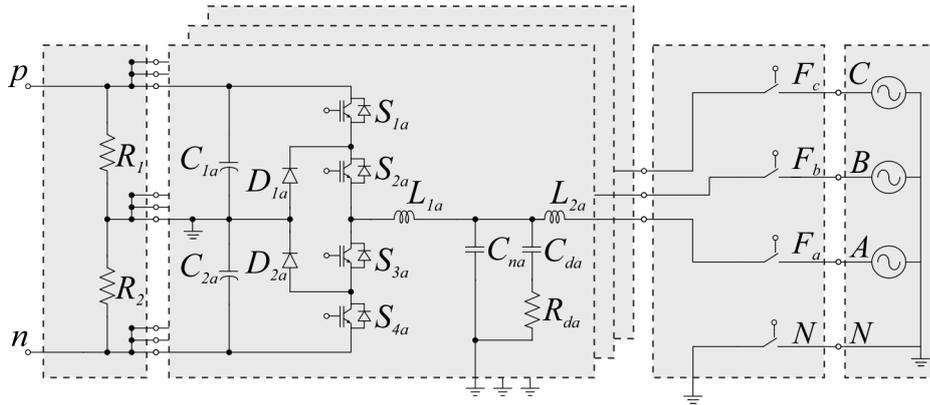
Figura 2.16 – Estrutura configurada para: (a) rede monofásica de 220 V; (b) rede bifásica de 127 V sem neutro.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 2.17 apresenta a ligação elétrica da estrutura do inversor para uma configuração trifásica com neutro. Neste caso, três módulos são utilizados e a potência total processada pelo inversor é 15 kW. Nesta configuração, os condutores A, B, C e N da rede são ligados aos pontos Fa, Fb, Fc e N, respectivamente. Já as correntes i_a , i_b e i_c são injetadas em sincronismo com as tensões v_a , v_b e v_c , respectivamente.

Figura 2.17 – Estrutura configurada para rede trifásica de 127 V com neutro.

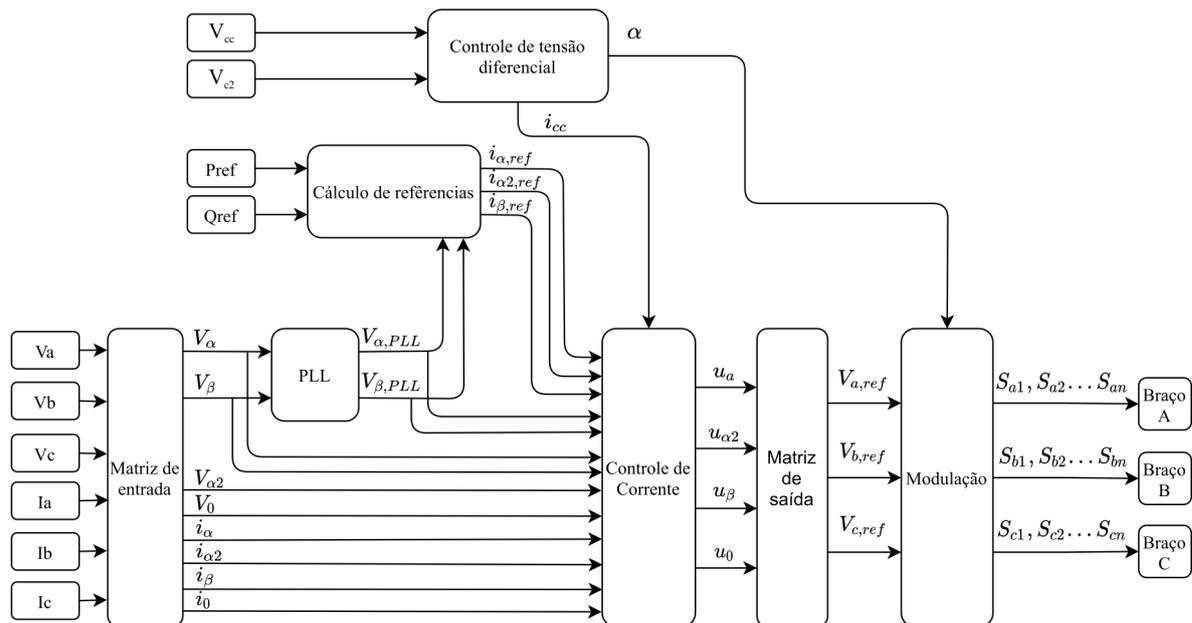


Fonte: Próprio autor.

2.5 DIAGRAMA GERAL DO SISTEMA RECONFIGURÁVEL

A estrutura geral do conversor está representada na Figura 2.18. Com essa estrutura, o inversor pode operar nos modos monofásico 127 V, monofásico 127 V braços paralelos, bifásico sem neutro ou monofásico 220 V, bifásico com neutro 127 V e trifásico com neutro 127 V. As variáveis $x_{\alpha 2}$ somente são utilizadas na configuração de braços paralelos, representando o fato de o segundo braço do conversor possuir a mesma fase que o primeiro, porém o controle é feito de forma independente nos dois braços.

Figura 2.18 – Diagrama geral da estrutura reconfigurável.



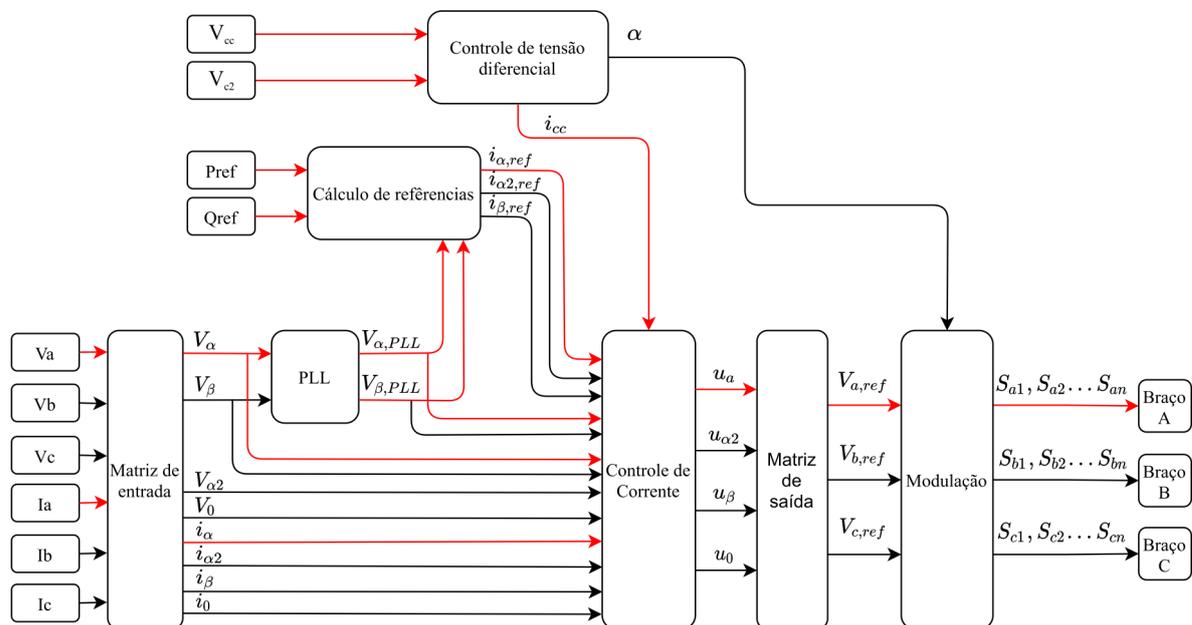
Fonte: Próprio autor.

Na sequência, serão apresentadas imagens semelhantes à Figura 2.18, com o intuito de demonstrar quais variáveis são usadas em cada tipo de configuração (as variáveis utilizadas são

destacadas na cor vermelha0.

A figura 2.19 apresenta a estrutura com a configuração realizada para uma rede monofásica de 127 V. Para esta configuração, apenas as variáveis em vermelho são usadas no sistema. Em tal configuração, apenas as medições V_{cc} , V_{c2} , V_a e i_a são usadas no controle. Após passarem pela matriz de entrada, as medidas V_a e i_a passam a ser chamadas v_α e i_α , respectivamente. Além disso, nesta configuração, somente um controlador de corrente é utilizado, e serve para controlar a corrente i_α . Para esta configuração, o controle da tensão diferencial dos capacitores do barramento CC é realizado através da injeção de corrente CC na rede, usando, deste modo, a variável i_{cc} . E, por fim, são gerados sinais de PWM para as chaves do braço A.

Figura 2.19 – Diagrama configurado para rede monofásica 127V.



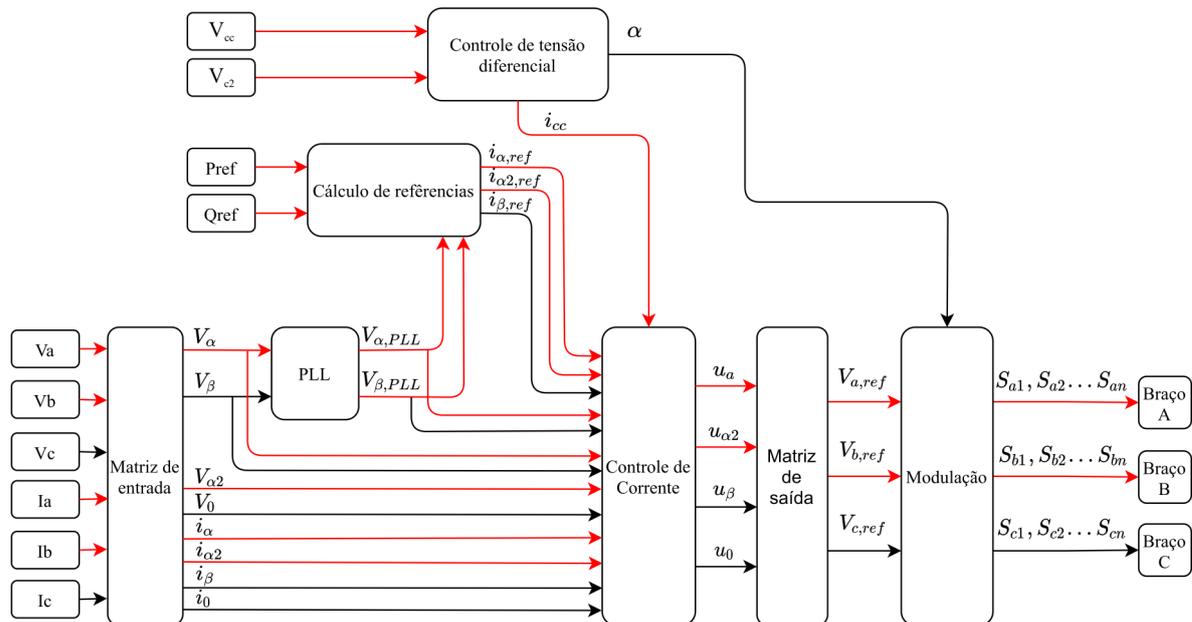
Fonte: Próprio autor.

A Figura 2.20 apresenta o sistema de controle configurado para uma rede monofásica de 127 V com braços em paralelo. Para esta configuração, são utilizados dois controladores de corrente, que realizam o controle das correntes i_α e $i_{\alpha 2}$. Similar à configuração anterior, a regulação da tensão diferencial é realizada através da injeção da corrente CC na rede que, neste caso, é dividida igualmente entre os braços do inversor. São obtidos sinais de PWM para as chaves do braço A e B.

A Figura 2.21, por sua vez, apresenta a configuração da estrutura de controle para a configuração bifásica de 127 V com neutro. Nela, as medidas V_a , V_b , I_a e I_b passam pela matriz de entrada e, através da conversão $abc \rightarrow \alpha\beta$, passam a ser chamadas de V_α , V_β , i_α e i_β . Na matriz de saída, através da conversão $\alpha\beta \rightarrow abc$, são obtidas as referências $V_{a,ref}$ e $V_{b,ref}$.

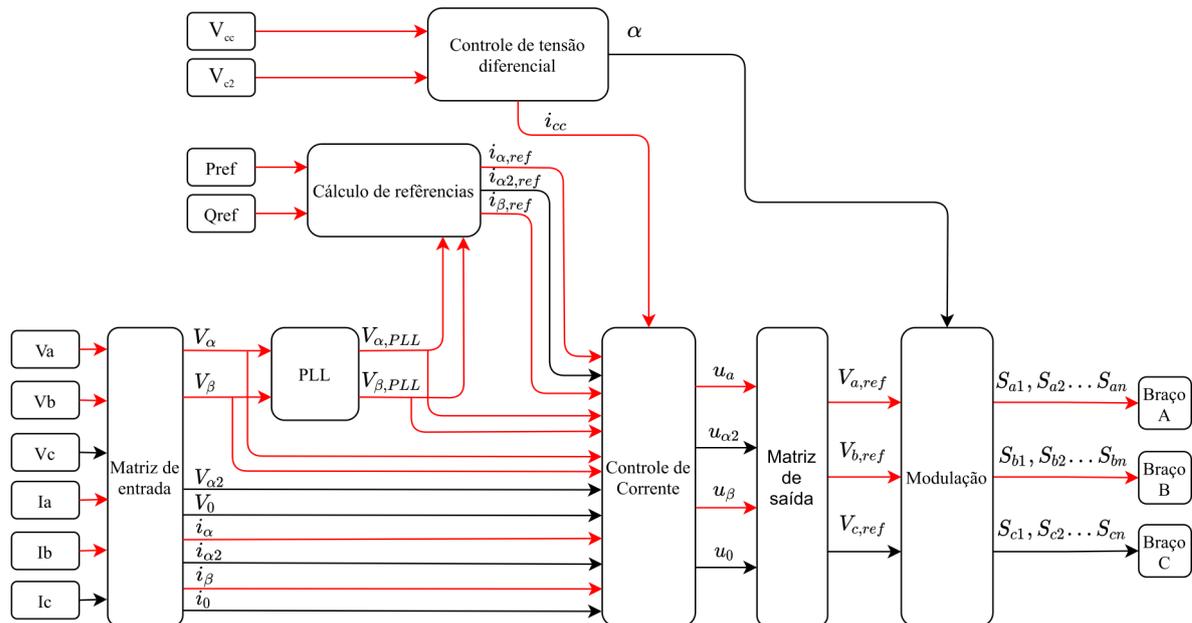
As configurações monofásica de 220 V e a configuração bifásica sem neutro utilizam uma estrutura de controle similar, tornando a configuração realizada na Figura 2.22 válida para ambas. Para elas, são utilizadas as medidas V_a e V_b , que entram na matriz de entrada e, através

Figura 2.20 – Diagrama configurado para rede monofásica 127V com braços em paralelo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.21 – Diagrama configurado para rede bifásica 127V com neutro.

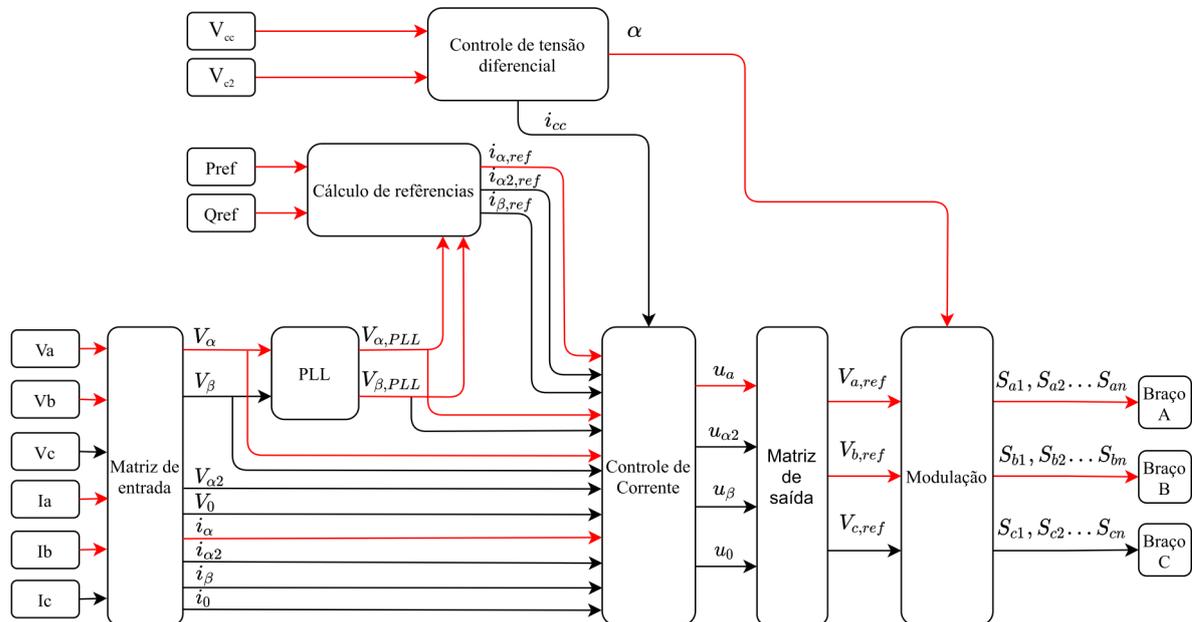


Fonte: Próprio autor.

da subtração de V_a e V_b , obtem-se a medida V_{ab} , que sai da matriz de entrada com o nome de V_α . As correntes I_a e I_b estão medindo a mesma corrente, tendo em vista que a corrente sai do braço A, passa pela rede e retorna pelo braço B. Neste caso, optou-se pela soma dos valores das duas medidas e, em seguida, dividindo por dois, de modo que se obtenha a média de corrente entre os dois sensores. A regulação da tensão diferencial é realizada através da variável α , que realiza a ponderação da tensão de modo comum utilizada. Por fim, são obtidos os sinais de

PWM para os braços A e B.

Figura 2.22 – Diagrama configurado para rede bifásica 127V sem neutro.



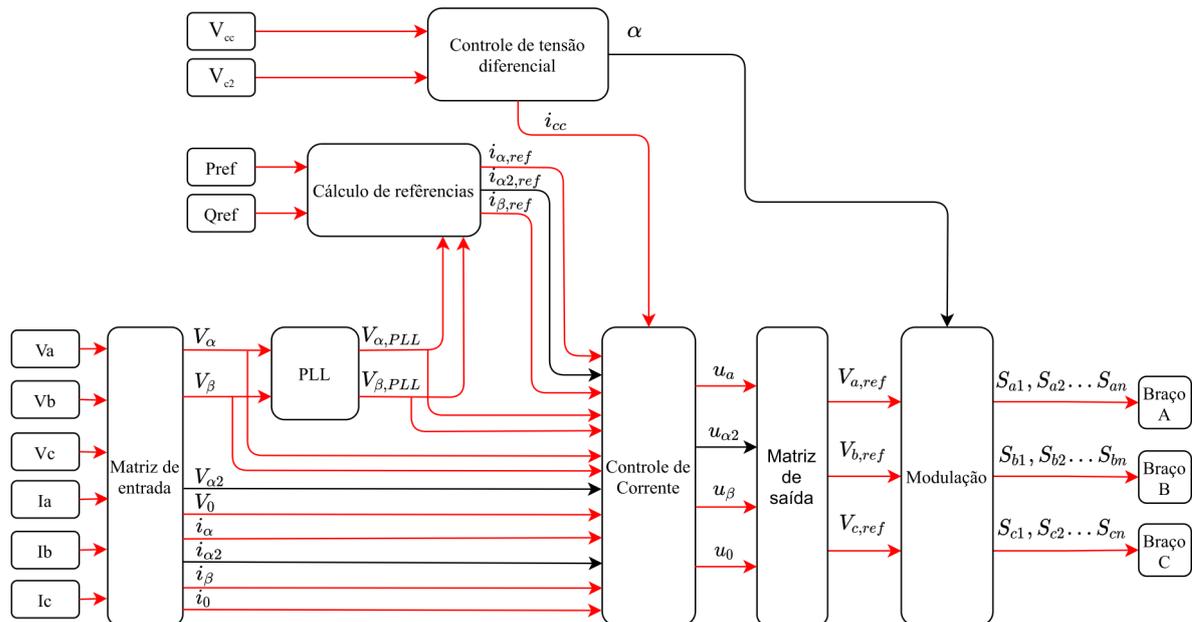
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 2.23, apresenta-se a configuração da estrutura de controle para uma rede trifásica de 127 V com neutro. Nesta configuração, as medidas V_a , V_b , V_c , I_a , I_b e I_c entram na matriz de entrada, e através da conversão $abc \rightarrow \alpha\beta 0$ são obtidas as variáveis V_α , V_β , V_0 , i_α , i_β e i_0 . Como esta configuração possui conexão ao ponto neutro, é adotada a regulação da tensão diferencial através da injeção de corrente CC, através da variável i_{cc} . São utilizados três controladores de corrente, responsáveis pelas correntes i_α , i_β e i_0 . Na matriz de saída, é realizada a conversão $\alpha\beta 0 \rightarrow abc$, gerando as variáveis $V_{a,ref}$, $V_{b,ref}$ e $V_{c,ref}$, utilizadas na modulação para obtenção dos sinais de PWM para os três módulos.

A reconfiguração dos sistemas de controle do conversor é realizada por meio de ponteiros de funções que, de acordo com as informações obtidas durante a etapa de detecção de configuração, realiza a seleção da estratégia de controle de acordo com a necessidade de cada configuração de rede. Para o funcionamento completo da estrutura em diferentes configurações de rede, optou-se pela utilização de seis ponteiros, sendo eles:

- Matriz de entrada;
- Controle da tensão diferencial do barramento CC;
- PLL de Sincronismo com a rede;
- Controle de Corrente;
- Matriz de saída;

Figura 2.23 – Diagrama configurado para rede trifásica 127V com neutro.



Fonte: Próprio autor.

- Modulação.

O ponteiro de matriz de entrada é responsável pela interface entre as variáveis medidas (Tensão e Corrente) e as malhas de controle de acordo com a configuração de rede selecionada. Como o controle de corrente pode ser α , $\alpha\beta$ ou $\alpha\beta 0$, em algumas situações é preciso realizar uma conversão $abc \rightarrow \alpha\beta 0$. Esta conversão também é realizada na matriz de entrada.

O ponteiro de controle da tensão diferencial do barramento CC possibilita a seleção de duas opções, uma para configurações com o condutor neutro da rede conectado ao conversor, e outra para configurações em que o condutor neutro da rede fica desconectado ou conectado a uma fase do conversor.

Para o sincronismo, existem duas possibilidades de seleção, onde uma função contém uma função de PLL com filtro Kalman para configurações monofásicas, obtendo, em sua saída, apenas uma referência (α). A outra função contém uma função de PLL com filtro Kalman com saídas de referências $\alpha\beta$, permitindo o funcionamento de configurações polifásicas.

A seleção do ponteiro de controle de corrente consiste apenas na quantidade de controladores adotados. Na configuração, foi definido que o número de controladores de corrente necessários é igual ao número de fios da configuração menos 1. Por exemplo, a configuração trifásica com neutro possui quatro fios, logo, são necessários três controladores de corrente, $C_{i\alpha}$, $C_{i\beta}$ e C_{i0} , respectivamente.

A matriz de saída é semelhante à de entrada, realizando a interface entre as saídas dos controladores com as funções de modulação. E caso necessário, realiza a conversão $\alpha\beta 0 \rightarrow abc$ novamente.

O ponteiro de modulação alterna entre uma função com cálculo da razão cíclica para

configurações que possuem conexão ao ponto neutro. Para as configurações sem conexão ao ponto neutro, uma modulação baseada em portadoras com uma abordagem geométrica é selecionada.

2.5.1 Sistema de detecção de configuração

Durante o desenvolvimento do sistema de detecção de configuração, foram consideradas duas possibilidades para sua utilização: na primeira, o instalador insere no inversor, através da IHM, as informações de tensão nominal e tipo de rede. Após isso, o algoritmo identifica qual a rede está conectada, tensão eficaz (RMS - *Root Mean Square*), sequência de fase e quais saídas do conversor estão conectadas. Posteriormente, realiza a comparação dessas informações com as informações inseridas pelo instalador. Caso ambas sejam compatíveis, os dados ficam armazenados para a configuração dos controles, e o sistema informa que a configuração do inversor foi realizada com sucesso. Em caso de divergência entre as informações detectadas e aquelas informadas pelo instalador, uma mensagem é retornada na IHM, informando ao usuário que a configuração selecionada não é a mesma identificada pelo sistema, e informa qual o possível erro para que, assim, o instalador possa corrigir e permitir que o sistema realize uma nova verificação.

Na outra possibilidade de utilização, o instalador realiza a conexão da rede no inversor e o liga, permitindo que ele mesmo identifique a configuração existente. Após isso, a IHM informa os parâmetros identificados e solicita que o instalador verifique se as informações identificadas pelo inversor são compatíveis com a rede a qual ele está ligado. Caso o instalador identifique que as informações estão corretas, ele realiza a confirmação pela IHM e o inversor armazena essas informações. Caso não estejam corretas, o instalador deve realizar uma verificação em busca de um possível erro de ligação e, então, corrigi-lo para que o inversor tente identificar novamente a configuração.

Para o desenvolvimento do sistema de detecção de configuração, foi optado pela primeira opção, pois, se o instalador informa a configuração desejada, a detecção automática de erros é facilitada. No entanto, a IHM não será desenvolvida neste trabalho, sendo assim, as informações que seriam inseridas através da IHM serão adicionadas diretamente no *firmware* do inversor durante os testes. Para isso, foi definida uma *struct* de configuração. Nela, são armazenados dados da pré-configuração inseridos pelo instalador, sendo eles "tipo de rede" e "tensão eficaz nominal". Na *struct* também são armazenados os dados da detecção da configuração.

O algoritmo de identificação de configuração foi elaborado considerando os seguintes pré-requisitos:

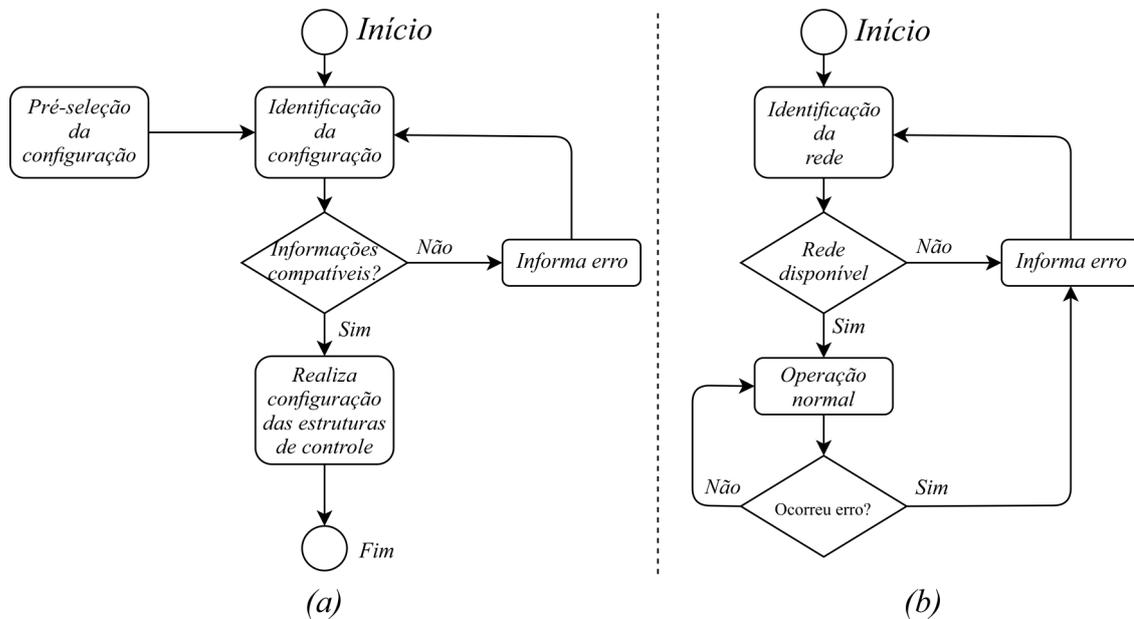
- Pré-seleção da configuração desejada pelo instalador através da IHM;
- Toda vez que a rede está disponível, o inversor deve realizar a identificação da configuração. Caso a configuração detectada seja igual à configuração pré-configurada, a conexão

com a rede é permitida;

- Necessidade de identificação de fases conectadas, sequência de fases e defasagem angular entre fases, para configurar as medições, controladores e modulações.

A Figura 2.24 apresenta um diagrama de blocos para duas situações, sendo que na Figura 2.24 (a), o instalador insere os dados da rede, como tipo de rede e tensão nominal. Após isso, o sistema realiza a detecção da configuração presente no inversor, se as informações detectadas Uma vez realizado o *setup* de configuração da estrutura de controle, o inversor passa a realizar apenas a rotina apresentada na Figura 2.24 (b), onde o sistema identifica a rede e, se ela estiver disponível, passa a realizar a operação normal, caso contrário, informa erro e repete a identificação da rede.

Figura 2.24 – Configuração do inversor: (a) Etapa de *setup*, instalador insere dados da rede; (b) rotina de identificação para operação do inversor.



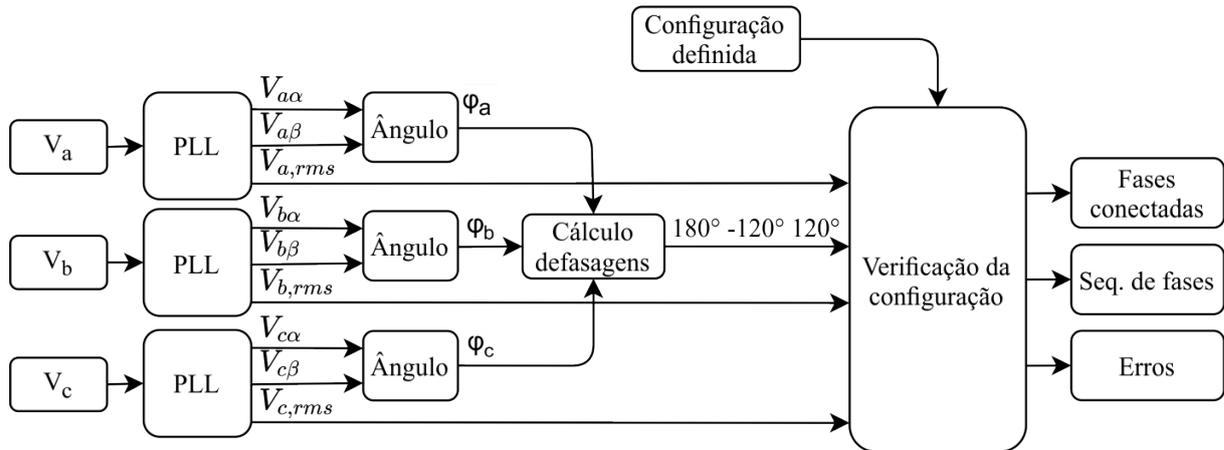
Fonte: Próprio autor.

O algoritmo responsável pela detecção da configuração de rede está representado em diagrama de blocos simplificado na Figura 2.25, ocorrendo a identificação em 6 etapas.

Etapa 1 - PLL: Cada uma das três medições de tensão da rede passam simultaneamente por uma PLL Filtro de Kalman. Cada uma das PLLs é um observador de estados com duas variáveis de estado: uma senoidal (componente direta) e outra cossenoidal (componente de quadratura). O algoritmo permanece nessa etapa por aproximadamente 100 milissegundos para que as PLLs se estabilizem. Essas PLLs fornecem dois valores - componente direta e de quadratura -, que serão usados nas próximas etapas;

A PLL roda em uma frequência de 2160 Hz, foi projetada de acordo com (GRÜN-

Figura 2.25 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de detecção de configuração.



Fonte: Próprio autor.

DLING, 2008), e é definida pela seguinte equação de estados:

$$X_{k+1} = \phi X_k + K(u_k - x_k) \quad (2.1)$$

Vetor de variáveis do observador, com componente direta α (x_1) e de quadratura β (x_2).

$$x^T = [x_1 \quad x_2] \quad (2.2)$$

Na equação 2.3, as variáveis α e β medidas. A expressão $(u - x)$ é o erro de observação.

$$u^T = [v_\alpha \quad v_\beta] \quad (2.3)$$

Modelo interno do observador é dado por:

$$\phi = \begin{bmatrix} \cos(w_1 T_s) & \sin(w_1 T_s) \\ -\sin(w_1 T_s) & \cos(w_1 T_s) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Matriz de ganhos que multiplica o erro, corrigindo, assim, os estados da PLL, é dado por:

$$\phi = \begin{bmatrix} k_{11} \\ k_{21} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Etapa 2 - valor RMS: nesta etapa, é realizado o cálculo do valor eficaz de tensão de cada fase. Na equação 2.6, o valor eficaz pode ser obtido para cada fase, sendo $V_{x,d}$ o valor da componente direta, e $V_{x,q}$ a componente de quadratura de cada fase:

$$V_{x,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{V_{x,d}^2 + V_{x,q}^2} \quad (2.6)$$

Etapa 3 - Detecção das fases com tensão dentro da faixa ideal: com as tensões obtidas

na etapa anterior, é realizada a comparação com os limites mínimos e máximos de tensão (0,8 a 1,1 p.u.), de acordo com a ABNT NBR 16149. O vetor fases[] de tamanho 4, possui os espaços 0, 1, 2 e 3, que representam Neutro, Fase A, Fase B e Fase C, respectivamente. Cada fase que for detectada será armazenada com o valor *True* no vetor.

Etapa 4 - Cálculo do ângulo das fases: Nesta etapa, é calculado o ângulo de cada fase através do arco tangente das componentes obtidas pelas PLLs:

Os ângulos das fases são obtidos através da equação abaixo:

$$\theta_x = \arctan(V_{x,d}, V_{x,q}) \quad (2.7)$$

Obtidos os ângulos θ_a , θ_b e θ_c , é possível identificar a defasagem angular entre fases, com:

$$\begin{cases} \theta_{ab} = \theta_a - \theta_b \\ \theta_{bc} = \theta_b - \theta_c \\ \theta_{ca} = \theta_c - \theta_a \end{cases} \quad (2.8)$$

Etapa 5 - Verificação de erro de número de fases: A verificação é realizada comparando os dados da pré-seleção de configuração com o vetor fases. Se a quantidade de fases configurada for diferente da quantidade detectada, é armazenado um erro na variável erro fases;

Etapa 6 - Verificação de erro de ângulo das fases e sequência de fases: Para identificar erro de ângulo entre as fases conectadas é realizada a comparação da pré-seleção de configuração com o ângulo calculado, verificando se este é próximo de 180° , 120° ou 240° . Foi admitido uma tolerância de + ou - 0,1 radianos (aproximadamente + ou - $5,73^\circ$).

Também é gravado um vetor que armazena a sequência de fase, tensão nominal, erro de fases, erro de ângulos, número de fases conectadas e status da configuração, que serão usados posteriormente na configuração dos controladores e matrizes de entrada e saída.

2.5.2 Configuração de matrizes de entrada e saída

A matriz de entrada tem como função direcionar as medições de tensão e corrente para os devidos sistemas de controle, de acordo com a configuração selecionada. As configurações suportadas pelo conversor são monofásica 127 V (Configuração 1), monofásica 127 V com braços paralelos (Configuração 2), bifásica 127 V a dois fios ou monofásica 220 V (Configuração 4), bifásica 127 V a três fios (configuração 3) e trifásica 127 V a quatro fios (Configuração 5). As configurações 1, 2 e 4, possibilitam a conexão de rede de três formas diferentes; duas forma distintas para a configuração 5; e seis para a configuração 3, resultando em um total de 17 combinações diferentes de configuração.

As configurações 1 e 4 possuem apenas um controlador de corrente e uma tensão para sincronismo (i_α e v_α); Configuração 2 possui 2 controladores de corrente e duas tensões de

sincronismo ($i_\alpha, v_\alpha, i_{\alpha 2}$ e $v_{\alpha 2}$); Configuração 3 possui dois controladores de corrente e duas tensões ($i_\alpha, i_\beta, v_\alpha$ e v_β); Configuração 5 possui três controladores de corrente e três tensões ($i_\alpha, i_\beta, i_{zero}, v_\alpha, v_\beta$ e v_0).

Desse modo, para que todas as configurações funcionem, é necessário o uso de uma matriz com doze variáveis como na Figura 2.26, que relaciona as fases conectadas com os controladores. Essa matriz pode ser definida de forma que apenas habilite a fase conectada com seu devido controlador, inserindo o valor 1 no seu respectivo local.

Figura 2.26 – Matriz de entrada não configurada.

$$M = \begin{matrix} & A & B & C \\ \alpha & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \alpha_2 & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \beta & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ 0 & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Fonte: Próprio autor.

Além das possibilidades de controladores disponíveis para seleção, ocorre também a possibilidade de conexão das fases em diferentes saídas do conversor. Por exemplo, ao selecionar a configuração 2, existe a possibilidade de se conectar os condutores fase nos braços A e B, B e C ou A e C do conversor; ao conectá-los nos braços A e B do conversor, o *firmware* altera a matriz de entrada relacionando a variável α ao braço A e α_2 ao braço B, como pode ser visto na matriz $M_{AB,127V}$ da equação 2.9. Nela, também estão representadas as outras duas possibilidades de configuração.

$$M_{AB,127V} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} M_{AC,127V} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} M_{BC,127V} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Os vetores das equações (2.10) e (2.11), armazenam as medidas de tensão e corrente, respectivamente.

$$v_{medido} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$i_{medido} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Após a configuração da matriz de entrada, ela é utilizada para obter o vetor com as variáveis de controle de tensão, se multiplicada pelo vetor de medição que contém as medidas de tensão da equação (2.10), e também o vetor com as variáveis de controle de corrente da

equação (2.11), resultando nas equações (2.12) e (2.13).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_{\alpha_2} \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_{\alpha_2} \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Para as configurações polifásicas, o controle é realizado através das variáveis $\alpha\beta$ ou $\alpha\beta 0$. A equação, descrita por Velasco et al. (2020), permite a conversão $abc \rightarrow \alpha\beta 0$:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Por questões de otimização, as constantes da equação (2.14) são inseridas junto na matriz de entrada, resultando na matriz abaixo, a qual está configurada para a rede trifásica com neutro e sequência de fase positiva:

$$M_{ABCp} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.57735 & -0.57735 \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Para as matrizes de saída, o princípio de configuração é o mesmo das de entrada. Nela, são relacionadas as saídas dos controladores com as variáveis de referência desejadas. A Figura (2.27) representa a matriz de saída genérica, que relaciona as variáveis dos controladores com as tensões de referência da modulação.

Figura 2.27 – Matriz de saída não configurada.

$$M_s = \begin{matrix} & u_\alpha & u_{\alpha 2} & u_\beta & u_0 \\ \begin{matrix} v_{a,ref} \\ v_{b,ref} \\ v_{c,ref} \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Fonte: Próprio autor.

Abaixo, pode ser vista a matriz configurada para a rede monofásica de braços paralelos,

sendo selecionados os módulos da fase A e B:

$$\begin{bmatrix} v_{a,ref} \\ v_{b,ref} \\ v_{c,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Assim como a matriz de entrada realiza a conversão $abc \rightarrow \alpha\beta 0$, a matriz de saída realiza a conversão $\alpha\beta 0 \rightarrow abc$, através da equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Novamente por questões de otimização, as constantes da equação (2.18) são inseridas diretamente na matriz de configuração, representada abaixo:

$$\begin{bmatrix} v_{a,ref} \\ v_{b,ref} \\ v_{c,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ -0.5 & 0 & 0.8660254 & 1 \\ -0.5 & 0 & -0.8660254 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

2.5.3 Estratégias de modulação

Existem diversas estratégias de modulação PWM para aplicação em topologias multiníveis. A modulação PWM baseada em portadoras (CBPWM) é uma estratégia muito utilizada em conversores estáticos (WANG et al., 2020). Neste tipo de modulação, o sinal de PWM é obtido através da comparação de um sinal de modulante com uma portadora triangular. Para uso da modulação CBPWM em configurações multiníveis, é necessário o uso de múltiplas portadoras, que podem ser deslocadas em amplitude ou em fase. POD (*Phase Opposition Disposition*), APOD (*Alternative Phase Opposition Disposition*) e PD (*Phase Disposition*) são exemplos de estratégias PWM com múltiplas portadoras dispostas em amplitude. Algumas estratégias de modulação são utilizadas com o objetivo de redução de distorção harmônica: um exemplo é a modulação com múltiplas portadoras deslocadas em fase (CHOUDHURY et al., 2018).

Para o conversor operar em diferentes configurações de redes, foi necessário adotar dois tipos de modulação. Para as configurações com acesso ao ponto neutro, optou-se pelo uso da modulação PD, na qual será realizada a comparação do sinal modulante com as portadoras triangulares. Para a configuração sem acesso ao ponto neutro, também será utilizado uma modulação PD, neste caso, no entanto, com uma abordagem geométrica apresentada por (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999), visando a regulação da tensão diferencial dos capacitores do bar-

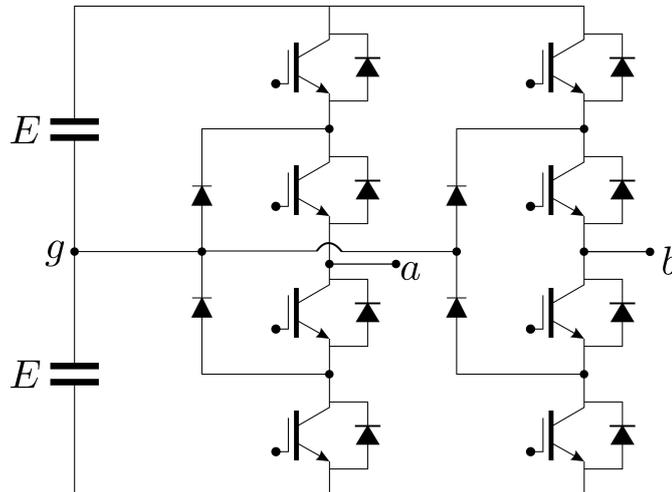
ramento CC, realizada através da adição de uma tensão de modo comum, a qual é controlada na etapa de regulação da tensão diferencial.

2.5.3.1 Modulação para configuração sem conexão ao neutro

O principal objetivo desta modulação é permitir a regulação dos capacitores do barramento CC, através da variação de uma tensão de modo comum. Seu desenvolvimento foi baseado no método apresentado por (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999).

Na Figura 2.28, está representada o conversor operando em modo monofásico ponte completa (Full Bridge). Em tal situação, a tensão V_{ab} de saída do conversor é representada através da equação 2.19:

Figura 2.28 – Sinais modulantes v_{ag} e v_{bg} .



Fonte: Próprio autor.

$$V_{ab} = V_{ag} - V_{bg} \quad (2.19)$$

Onde V_{ag} e V_{bg} são as tensões sintetizadas pelos braços A e B, respectivamente. Seus limites são $+E$ e $-E$, em relação ao ponto central do barramento. Relacionando a tensão de saída com as tensões dos braços, podemos definir a matriz de transformação:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Para que a matriz (2.20) possa ser invertida, nela será adicionado uma variável auxiliar (v_o), que consiste no somatório das tensões de braço sintetizadas pelo inversor, de modo que

não modifique a tensão V_{ab} , feito isso, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Para obter os valores de cada braço, realizamos a inversão da matriz (2.21), e encontramos:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ab}^* \\ v_o^* \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Isolando as variáveis v_{ag} e v_{bg} da equação (2.22), são obtidas as seguintes equações:

$$\begin{cases} v_{ag} = \frac{1}{2}v_{ab}^* + \frac{1}{2}v_o^* \\ v_{bg} = -\frac{1}{2}v_{ab}^* + \frac{1}{2}v_o^* \end{cases} \quad (2.23)$$

Considerando o ponto central do barramento como referência, obtemos os seguintes limites para v_{ag} e v_{bg} :

$$\begin{cases} -E \leq v_{ag} \leq E \\ -E \leq v_{bg} \leq E \end{cases} \quad (2.24)$$

Substituindo (2.23) em (2.24), obtemos os seguintes limites de v_o^* :

$$\begin{cases} v_o^* \geq -2E - v_{ab}^* \\ v_o^* \geq -2E v_{ab}^* \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} v_o^* \leq 2E - v_{ab}^* \\ v_o^* \leq 2E + v_{ab}^* \end{cases} \quad (2.26)$$

As equações (2.25) e (2.26) representam os limites inferiores e superiores de v_o^* , consecutivamente. Como as duas equações têm elementos em comum, são definidos elementos auxiliares (γ_1 e γ_2):

$$\begin{cases} \gamma_1 = -v_{ab}^* \\ \gamma_2 = v_{ab}^* \end{cases} \quad (2.27)$$

Logo, para obter os valores de $v_{o,min}$ e $v_{o,máx}$, é realizada a comparação das variáveis da equação (2.27). Assim, é possível obter:

$$\begin{cases} v_{o,máx} = 2E + \text{mín}(\gamma_1, \gamma_2) \\ v_{o,min} = -2E + \text{máx}(\gamma_1, \gamma_2) \end{cases} \quad (2.28)$$

Sendo v_o representado pela equação (2.29), α é utilizada como variável de ponderação

($0 \leq \alpha \leq 1$) para obter uma solução máxima ou mínima:

$$v_o = \alpha v_{o,min} + (1 - \alpha)v_{o,max} \quad (2.29)$$

A partir das equações (2.22) e (2.29), podemos obter as referências de cada braço, que é o sinal modulante a ser comparado com as portadoras triangulares:

$$\begin{cases} v_{ag} = \frac{1}{2}v_{ab}^* + \frac{1}{2}v_o^* \\ v_{bg} = -\frac{1}{2}v_{ab}^* + \frac{1}{2}v_o^* \end{cases} \quad (2.30)$$

As equações (2.30) e (2.29), serão utilizadas em conjunto com o sistema de controle de tensão diferencial.

3 SISTEMAS DE CONTROLE

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, serão apresentados os modelos matemáticos a ser utilizados para o desenvolvimento dos controladores de corrente e tensão diferencial.

A regulação da tensão diferencial dos capacitores do barramento CC é realizada através de duas técnicas distintas, dependendo da configuração utilizada. Uma, responsável pelas configurações com neutro, é realizada através da injeção de corrente CC na rede elétrica. Para que esta técnica seja implementada, é necessário a obtenção do modelo matemático que descreve a relação entre a corrente de saída do conversor e a tensão diferencial.

A outra estratégia que permite a regulação, é utilizada na configuração sem conexão ao ponto neutro, para isso é utilizado um controle que atua diretamente na modulação, que neste caso é uma modulação baseada em portadoras, com uma abordagem geométrica. Logo, é necessária a obtenção do modelo matemático que descreve a relação entre a α_{dif} e a tensão diferencial.

O controle de corrente é realizado através retroação parcial de estados, em conjunto de um controlador ressonante em uma malha externa.

3.2 MODELAGEM DO INVERSOR - MODELO PARA REDES COM NEUTRO

Para a obtenção do modelo dinâmico do sistema no espaço de estados, foi considerado o circuito elétrico da Figura 3.1. As variáveis medidas para o controle são a corrente i_1 e a tensão v_n , para cada braço do conversor. Todas as medidas passam por um filtro passa-baixas de 1ª ordem, com frequência de corte de 10kHz, e as amostragens são realizadas na frequência de 43.2kHz.

O modelo no espaço de estados para as configurações com neutro é dado por:

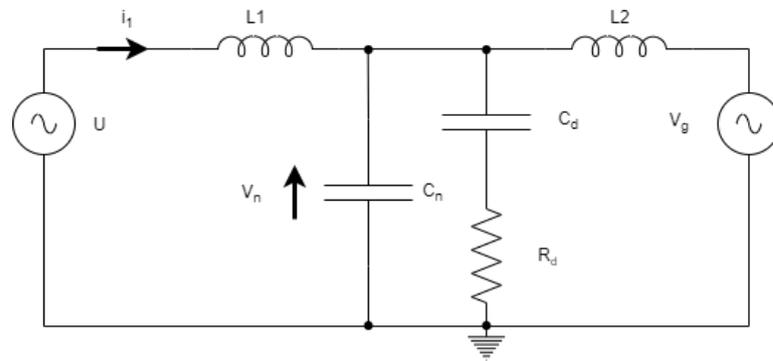
$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

onde:

$$X = \begin{bmatrix} v_n \\ v_d \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u \\ V_g \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} v_n \\ i_1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Figura 3.1 – Modelo elétrico do sistema.



Fonte: Próprio autor.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_n R_d} & \frac{1}{R_d C_n} & \frac{1}{C_n} & \frac{-1}{C_n} \\ \frac{1}{R_d C_d} & \frac{-1}{R_d C_d} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

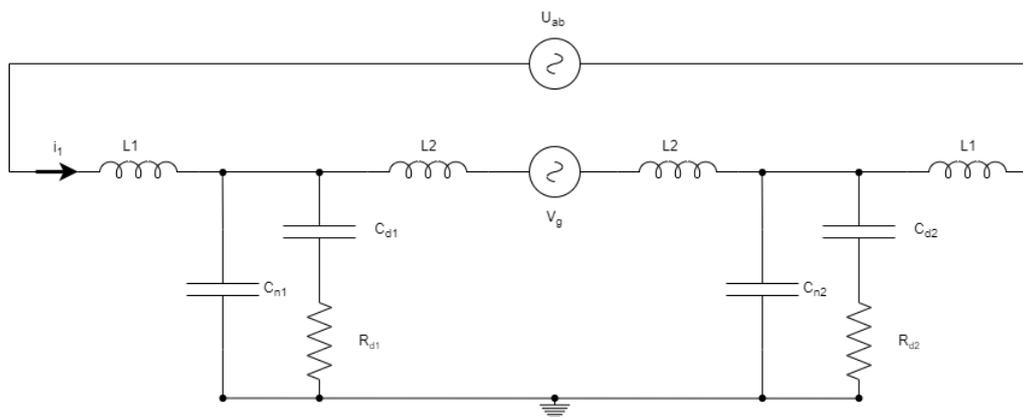
Este modelo é válido para todas as configurações com conexão ao ponto neutro.

O efeito da indutância da rede elétrica pode ser adicionado somando a indutância L2 com a indutância da rede, possibilitando, assim, verificar a robustez diante dos parâmetros da rede elétrica.

3.3 MODELAGEM DO INVERSOR - MODELO PARA REDES SEM NEUTRO

Para configuração sem neutro, o modelo elétrico é representado pela Figura 3.2.

Figura 3.2 – Modelo elétrico do sistema em ponte completa.



Fonte: Próprio autor.

O modelo no espaço de estado para a configuração sem neutro é dado por:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

onde:

$$X = \begin{bmatrix} v_{n1} \\ v_{n2} \\ v_{d1} \\ v_{d2} \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_{ab} \\ V_g \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} v_{n1} - v_{n2} \\ i_1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_n R_d} & 0 & \frac{1}{R_d C_n} & 0 & \frac{1}{C_n} & \frac{-1}{C_n} \\ 0 & \frac{1}{R_d C_n} & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & \frac{-1}{C_n} & \frac{1}{C_n} \\ \frac{1}{R_d C_d} & 0 & \frac{-1}{R_d C_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_d C_d} & 0 & \frac{-1}{R_d C_d} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_{1eq}} & \frac{1}{L_{1eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{2eq}} & \frac{-1}{L_{2eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Sendo, $L_{1eq} = 2L_1$ e $L_{2eq} = 2L_2$.

3.4 MODELO DE IO/VDIF

Para a regulação da tensão diferencial do ponto central do barramento, em configurações com ponto neutro, será adotado a técnica de injeção da corrente CC na rede, de modo que a corrente média que passa pelo ponto central do barramento CC seja igual a zero. Para isso, precisamos encontrar a relação entre a tensão diferencial e a corrente do ponto central. O modelo matemático foi obtido com base no trabalho de (NODARI, 2011). Sabemos que a tensão diferencial é obtida através da seguinte equação:

$$v_d = v_{c1} - v_{c2} \quad (3.6)$$

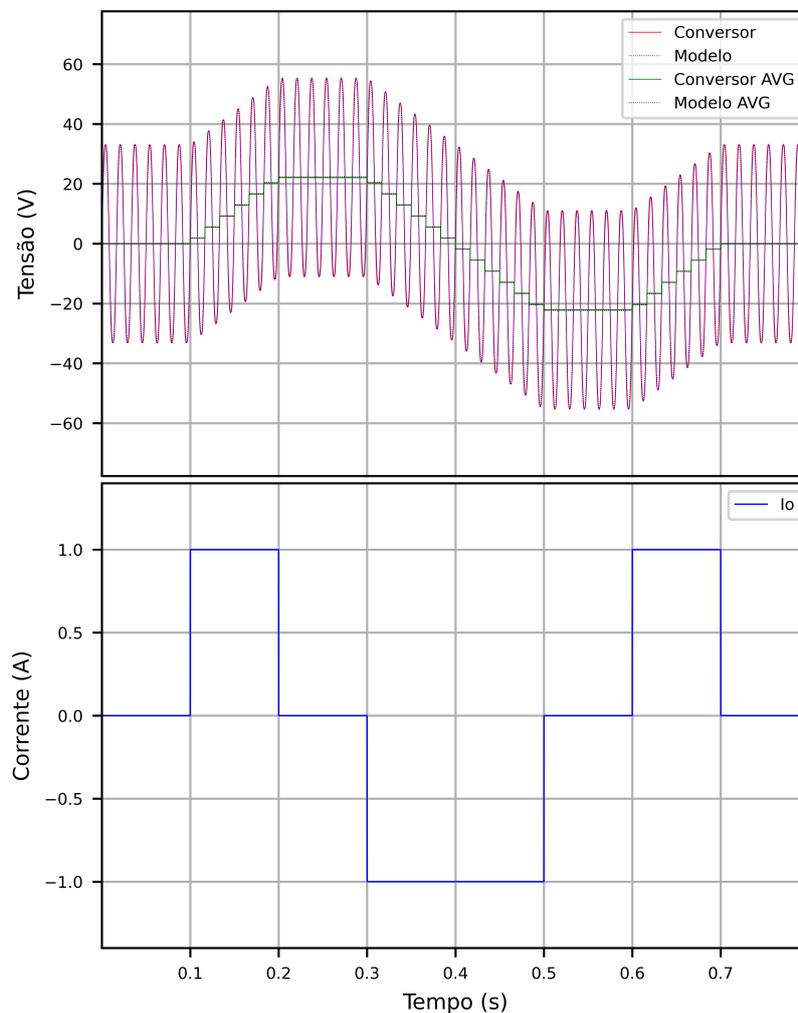
A relação entre a corrente io e a tensão diferencial é dada por 3.7.

$$G_{dif} = \frac{V_d(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{2Cs} \quad (3.7)$$

Onde $C = C_1 = C_2 = 2240 \mu\text{F}$. A validação do modelo foi realizada com o auxílio

do *software PSIM*. Na Figura 3.3, está representada a tensão diferencial do conversor e do modelo obtido, com objetivo de conseguir a validação do modelo. Como pode ser visto, existe uma ondulação de tensão com frequência de 60 Hz, no entanto, pode ser percebido, também, que a tensão média em um ciclo da rede é igual a zero, ou seja, quando a corrente média no ponto central do conversor for zero, a tensão diferencial média tende a zero. Ao adicionar uma componente CC na corrente de saída do conversor, a tendência é que a tensão diferencial média aumente. Sendo assim, ao atuar sobre esta componente CC, podemos obter um controle sobre a tensão diferencial.

Figura 3.3 – Validação do modelo de I_o para V_{dif} .



Fonte: Próprio autor.

3.5 MODELO DE α /VDIF

A modulação baseada em portadoras com abordagem geométrica foi a estratégia de modulação adotada para a configuração sem neutro, pois ela possui uma variável α que, se mantida

com valor de 0.5, naturalmente mantém as tensões equilibradas. No entanto, com o passar do tempo, a degradação natural dos componentes pode resultar em capacitâncias diferentes nos capacitores do barramento CC, ocasionando desequilíbrios da tensão destes. Outros fatores externos também podem contribuir para o desequilíbrio. Logo, é necessário um sistema de controle que regule essa tensão diferencial, garantindo, assim, a estabilidade.

O desenvolvimento do modelo foi baseado no trabalho de (GIACOMINI, 2015). Inicialmente, precisamos achar o modelo matemático que represente o modelo dinâmico entre a corrente do ponto central e a tensão do capacitor C_2 . Considerando que a tensão do barramento CC é constante e as ondulações de tensão são desprezadas, obtemos a seguinte equação:

$$2E = v_{c1}(t) + v_{c2}(t) \quad (3.8)$$

Considerando - de forma ideal - que as capacitâncias dos capacitores do barramento CC são idênticas ($C_1 = C_2 = C$), têm-se que:

$$C \frac{d2E}{dt} = C \frac{dv_{c1}}{dt} + C \frac{dv_{c2}}{dt} \quad (3.9)$$

Ao efetuar a Transformada de Laplace, alcança-se:

$$sCv_{c1}(s) + sCv_{c2}(s) = 0 \quad (3.10)$$

Realizando o equacionamento das correntes no ponto central, chega-se a:

$$sCv_{c1}(s) = sCv_{c2}(s) - i_{np}(s) \quad (3.11)$$

Substituir (3.11) em (3.10), resulta na equação que relaciona a tensão no capacitor C_2 e a corrente i_{np} , descrita abaixo:

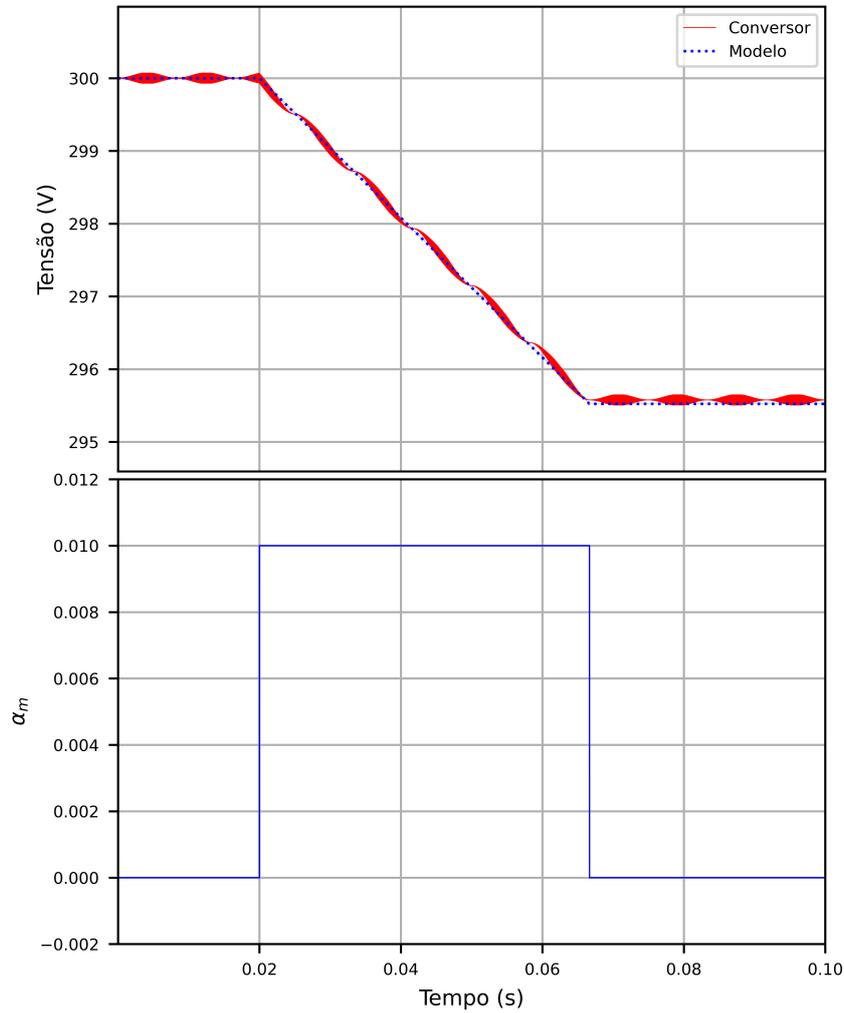
$$\frac{v_{c2}(s)}{i_{np}(s)} = \frac{1}{2sC} \quad (3.12)$$

O modelo que relaciona a tensão do capacitor inferior do barramento CC com a variável α_m é dado por:

$$G_{v\alpha} = \frac{v_{c2}(s)}{\alpha_m(s)} = -\frac{P}{v_{rede}} \sqrt{\frac{2}{3}} (-m_a \sqrt{13} + 3,76) \frac{1}{2sC} \quad (3.13)$$

Na Figura 3.4, apresenta-se a validação do modelo descrito em (3.13). Durante a validação, foram considerados os seguintes parâmetros: tensão do barramento CC = 600 V, P = 8660 W, $C_1 = C_2 = 4480 \mu C$. Inicialmente, a tensão sobre o C_2 é 300 V, ao aplicar um degrau em α_m no instante $t = 0,02$ segundos, pode-se observar uma descarga de C_2 , fazendo com que sua tensão seja reduzida. No instante $t = 0,065$ segundos, α_m é zerado novamente, fazendo com que a descarga de C_2 seja cessada e, neste momento, o desequilíbrio é mantido. Com base nos dados informados, podemos considerar que o modelo matemático representa a dinâmica da

Figura 3.4 – Validação do modelo da tensão diferencial.



Fonte: Próprio autor.

tensão média de C_2 de forma satisfatória.

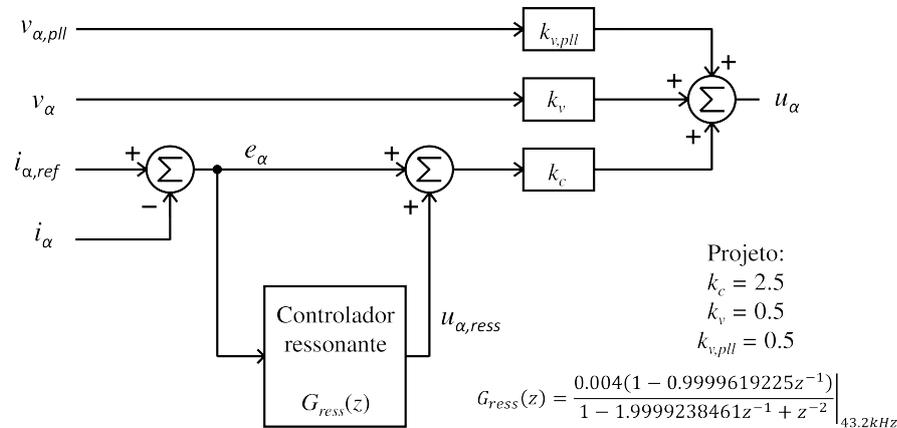
3.6 PROJETO DOS CONTROLADORES

3.6.1 Malha de corrente

Para a elaboração do controlador de corrente, optou-se pela retroação de estados medidos com minimização dos autovalores complexos no plano Z , sendo que a retroação parcial de estados foi desenvolvida com base no algoritmo desenvolvido por Volosencu Ali Saghafinia e Chakrabarty (2020). Neste sistema, o controlador ressonante foi utilizado para obter erro nulo de fase e amplitude da corrente de saída em 60Hz. Este controlador é utilizado na malha externa

à retroação parcial de estados.

Figura 3.5 – Estrutura do controlador de corrente.



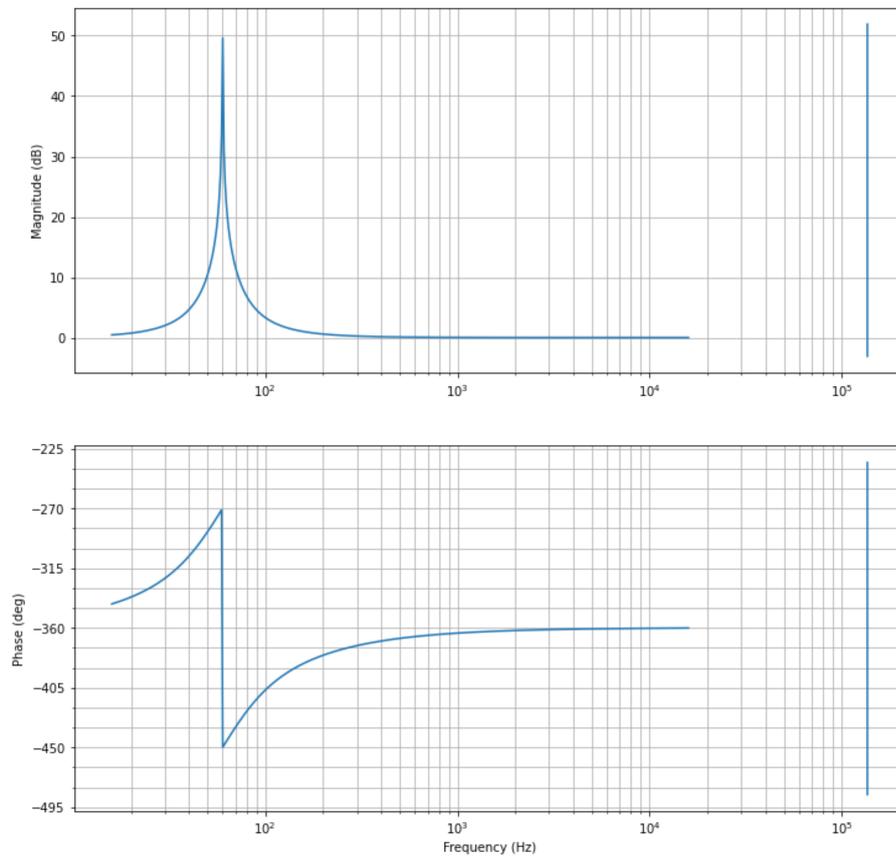
Fonte: Próprio autor.

A estrutura de controlador de corrente projetado é mostrada na Fig. 3.5. Por ser robusto para variação de parâmetros, a mesma estrutura de controlador é utilizada para todas as configurações. Algumas características do controlador de corrente estão listadas abaixo:

- O controlador é do tipo de retroação parcial de estados, retroagindo os estados medidos i_α e v_α . Isso dá maior robustez à variação de parâmetros e amortece a ressonância do filtro LCL.
- O erro de controle e_α , ganhos k_v e k_c e a ação de controle u_α são calculados no dobro da frequência de comutação, ou seja, 43.2 kHz. Tal solução foi utilizada para filtrar o erro de medida devido à elevada oscilação de corrente no indutor. O erro de medida na primeira metade do período de comutação é compensado pelo erro na segunda metade do período de comutação.
- O controlador ressonante foi projetado para ser calculado na frequência de 43.2 kHz. Na figura, está representada a função de transferência adotada para a frequência de 43.2 kHz. Este controlador ressonante foi projetado muito mais lento que o controle por retroação de estados, de modo que as ações estejam desacopladas.
- A soma da variável $v_{\alpha,pll}$ multiplicada por $k_{v,pll}$ é uma ação feedforward para compensar o distúrbio equivalente da tensão senoidal da rede elétrica, diminuindo, assim, a ação do controlador ressonante.

Na Figura 3.6, está representada a resposta em frequência do controlador ressonante. O projeto do controlador ressonante foi realizado através de script em Python, e está disponível no Apêndice A.

Figura 3.6 – Resposta em Frequência do controlador ressonante.



Fonte: Próprio autor.

3.6.2 Malha de balanço de tensão dos capacitores

3.6.2.1 Configurações com neutro

Para realizar o balanço das tensões dos capacitores nas configurações com conexão ao ponto neutro, optou-se pela estratégia de injeção de corrente CC na rede. A equação (3.14) representa o modelo que define a tensão diferencial em função da corrente i_o .

$$G_{dif} = \frac{V_d(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{2Cs} \quad (3.14)$$

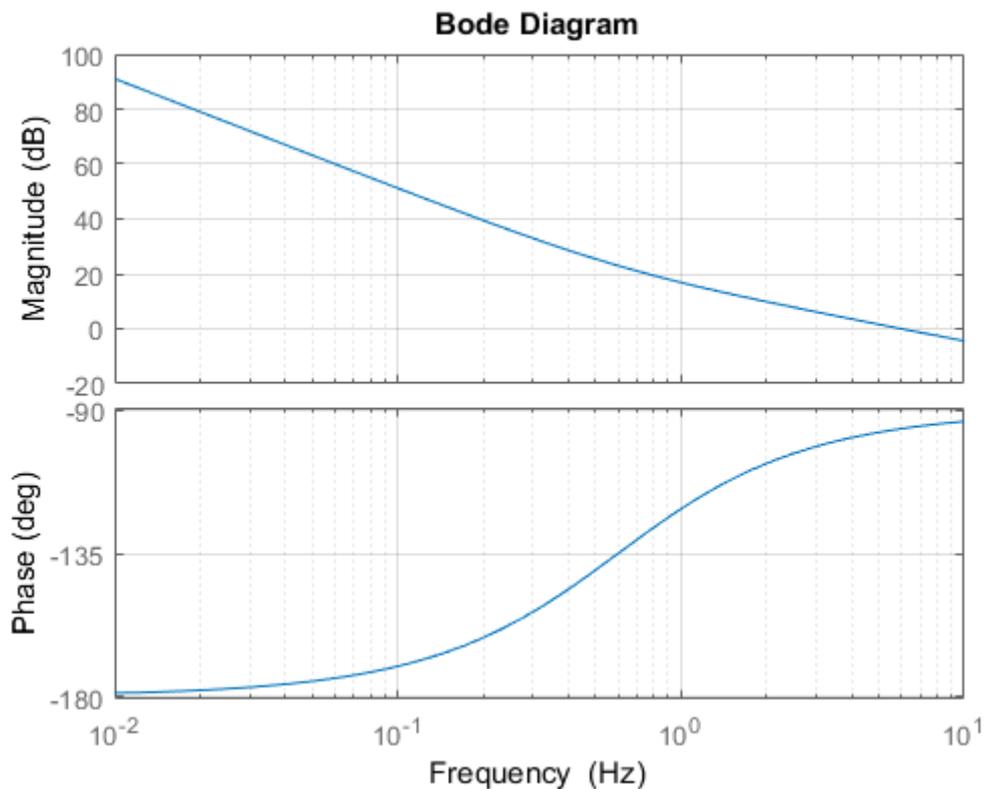
Visando obter erro nulo em regime permanente para a tensão diferencial, optou-se pelo projeto de um controlador do tipo PI (Proporcional Integral). O controlador PI foi projetado mais lento quando comparado aos controladores das malhas mais internas, de modo que se obtenha o desacoplamento das ações. Para o desenvolvimento do compensador de tensão diferencial, a frequência de cruzamento do ganho foi estabelecida em 6 Hz, e a margem de fase

obtida foi $84,3^\circ$, resultando em:

$$C_{d,io}(s) = 0,16817 \frac{(s+3.77)}{s} \quad (3.15)$$

Na Figura 3.7 está representada a resposta em frequência da malha compensada. Como o controlador será atualizado na frequência de 2160 Hz, a frequência de amostragem adotada em (3.16) foi 2160 Hz.

Figura 3.7 – Resposta em frequência da malha compensada.



Fonte: Próprio autor.

$$C_{d,io}(z) = 0,16832 \frac{(z-0,9983)}{(z-1)} \quad (3.16)$$

3.6.2.2 Configuração sem neutro

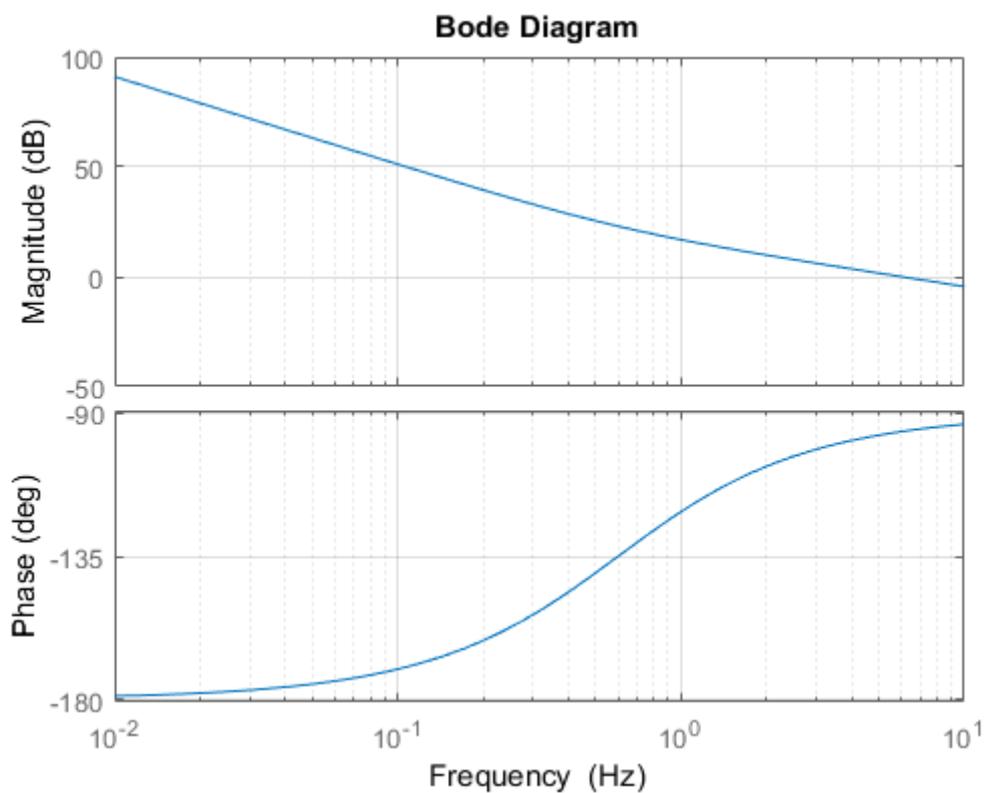
Visando obter erro nulo em regime permanente para a tensão diferencial, optou-se pelo projeto de um controlador do tipo PI (Proporcional Integral). O controlador PI foi projetado de maneira a ter uma dinâmica bem lenta, evitando, deste modo, variações bruscas de α_m . Sendo assim, a frequência de cruzamento do ganho foi definida em 6 Hz. Com a utilização do

controlador PI, foi obtida a frequência de cruzamento de ganho mencionada anteriormente, e a margem de fase obtida foi $84,3^\circ$, resultando em:

$$C_{d,\alpha}(s) = -0,0039126 \frac{(s + 3.77)}{s} \quad (3.17)$$

Na Figura 3.8, está representada a resposta em frequência da malha compensada. Como este controlador será atualizado na frequência de 2160 Hz, a frequência de amostragem adotada em (3.18) foi 2160 Hz.

Figura 3.8 – Resposta em frequência da malha diferencial compensada.



Fonte: Próprio autor.

$$C_{d,\alpha}(z) = -0,003916 \frac{(z - 0,9983)}{(z - 1)} \quad (3.18)$$

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, serão apresentados os resultados para a validação dos controladores desenvolvidos no capítulo 4. Na seção 4.1, serão apresentados resultados de simulação em *Hardware in the Loop*. Realizando a validação do sistema de detecção de configuração, testando configuração por configuração, visando identificar se o sistema atende às características definidas no seu desenvolvimento. Além disso, também será apresentada a validação do sistema de identificação de erros de conexão. Será realizada, ainda, a validação dos controladores de tensão diferencial e, por fim, a validação do controlador de corrente, demonstrando ter ele capacidade de operação em todas as configurações do inversor. Na seção 4.2, serão apresentados os resultados experimentais obtidos no protótipo, demonstrando sua operação em todas as configurações propostas.

4.1 RESULTADOS EM *HARDWARE IN THE LOOP*

4.1.1 Detecção de configuração

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos com o intuito de validar o sistema de detecção de configuração. Para realizar a validação, optou-se pela utilização de um setup de testes em uma plataforma de *Hardware In The Loop* (HIL), Figura 4.1. Além disso, os dados obtidos do sistema de detecção de configuração são visualizados através de *debug* na *Integrated Development Environment* (IDE) do microcontrolador.

Figura 4.1 – Setup Typhoon - HIL.

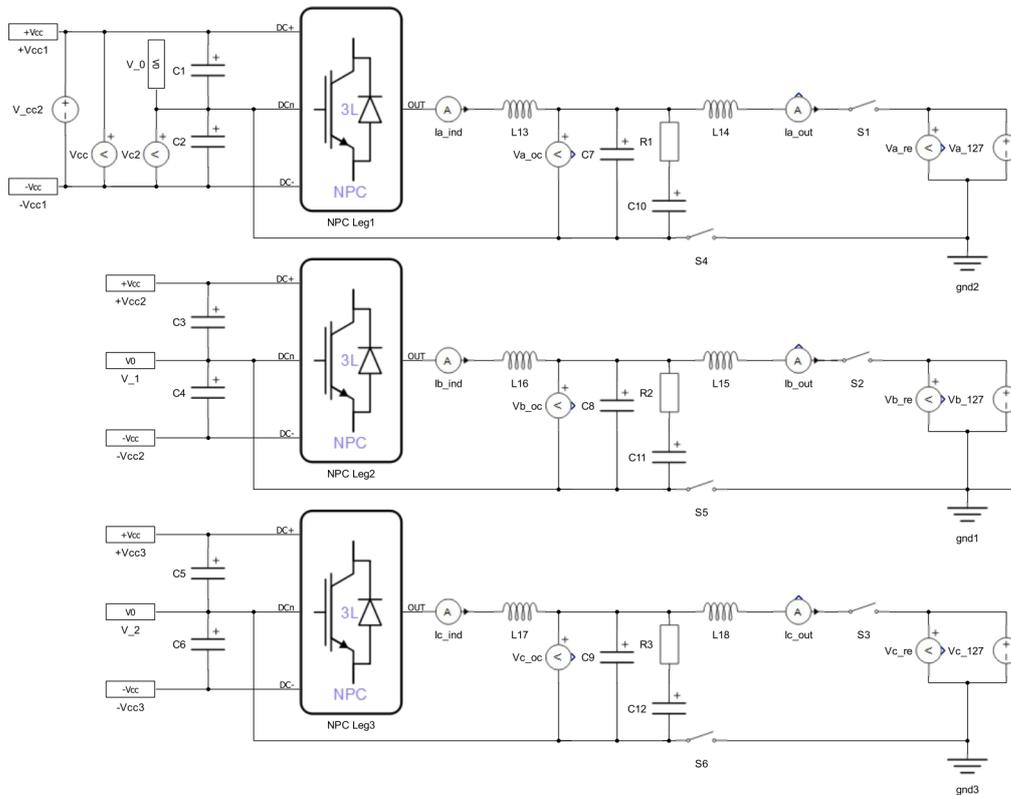


Fonte: Próprio autor.

O esquemático adotado para os testes é apresentado na Figura 4.2, sendo que os parâ-

metros adotados são: $L1 = 500 \mu\text{H}$, $L2 = 80 \mu\text{H}$, $C_n = C_d = 10 \mu\text{F}$

Figura 4.2 – Esquemático - HIL.



Fonte: Próprio autor.

Os testes serão divididos em duas modalidades: testes acertivos e teste de erros. No teste acertivo, cada rede será configurada no HIL, enquanto no Microcontrolador do conversor será inserida a pré-configuração da rede disponibilizada no HIL, esperando, assim, que todos os dados sejam obtidos pelo sistema. O teste de erros será realizado com o intuito de detecção de erros, ou seja, será criada uma divergência entre a pré-configuração de rede no conversor e de rede elétrica no HIL, visando demonstrar quais erros de falta de fase, número de fase e erro de ângulos são detectados.

Como no *firmware* do conversor, a configuração de rede possui nomenclatura diferente da abordada na dissertação. Abaixo, está listado como cada configuração é definida no conversor:

- Configuração 1 → 10
- Configuração 2 → 11
- Configuração 3 → 21
- Configuração 4 → 20
- Configuração 5 → 31

Resultado da Configuração 1:

- Pré-configuração do inversor: a variável *config* foi definida com valor 10 e a variável *Vnom* com 127 V.
- Setup da rede em HIL: Foi disponibilizada uma rede monofásica de 127 V; o condutor Fase da rede foi conectado na fase A; e o condutor neutro foi ligado ao ponto neutro do inversor.

A Figura 4.3 exibe os dados obtidos durante a detecção. O vetor *fases* armazenou valor *true* nas posições 0 e 1, que representa a detecção do Neutro e de uma Fase, respectivamente. A variável de número de fases exibe o número de fases esperadas de acordo com a configuração selecionada, e é comparada com a quantidade de fases detectadas no vetor *fases*. Caso o valor seja diferente, um erro é armazenado na variável *erro_fases* que, nesta situação, apresenta valor *false*, ou seja, a quantidade de fases detectadas é igual a da pré-configuração. Como não existe defasagem angular para esta configuração, a variável *seq_fase* apresentou valor zero, que representa sem sequência de fase. A variável *status_configuracao* recebeu valor *true*, informando que a detecção foi finalizada.

Figura 4.3 – Configuração 1 - Rede Monofásica 127 V.

▼ <input type="checkbox"/> configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/> fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input type="checkbox"/> (*)= fases[0]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= fases[1]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= fases[2]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= fases[3]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= config	int	10
<input type="checkbox"/> (*)= Vnom	float	127,000000
<input type="checkbox"/> (*)= Vmax	float	0,000000
<input type="checkbox"/> (*)= seq_fase	int	0
<input type="checkbox"/> (*)= numero_fases	int	1
<input type="checkbox"/> (*)= error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

Resultado da Configuração 2:

- Pré-configuração do inversor: a variável *config* foi definida com valor 11 e a variável *Vnom* foi definida com 127 V.
- Setup da rede em HIL: Foi disponibilizado uma rede monofásica de 127 V; o condutor Fase da rede foi conectado na fase A e B; e o condutor neutro foi ligado ao ponto neutro do inversor.

A Figura 4.4 exibe os dados obtidos durante a detecção. Nesta situação, o vetor *fases* armazenou valor *true* nas posições 0, 1 e 2, detectando que Neutro, Fase A e Fase B estão conectadas. A variável *seq_fase* armazenou o valor zero, significando que não existe defasagem angular entre as fases A e B, caracterizando, assim, que as duas estão conectadas na mesma fase, e que o paralelismo foi identificado. Nenhum erro foi identificado. A variável *status_configuracao* recebeu valor *true*, informando que a detecção foi finalizada.

Figura 4.4 – Configuração 2 - Rede Monofásica 127 V com braços paralelos.

✓ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
✓ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input type="checkbox"/> (*)= fases[0]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= fases[1]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= fases[2]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= fases[3]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= config	int	11
<input type="checkbox"/> (*)= Vnom	float	127,000000
<input type="checkbox"/> (*)= Vmax	float	0,000000
<input type="checkbox"/> (*)= seq_fase	int	0
<input type="checkbox"/> (*)= numero_fases	int	2
<input type="checkbox"/> (*)= error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

Resultado da Configuração 3:

- Pré-configuração do inversor: a variável *config* foi definida com valor 21 e a variável *Vnom* foi definida com 127 V.
- Setup da rede em HIL: Foi disponibilizada uma rede bifásica com neutro de 220/127 V e sequência de fase positiva; o condutor Fase A e B da rede foi conectado nas fases A e B do inversor; e o condutor neutro foi ligado ao ponto neutro do inversor.

A Figura 4.5 exibe os dados obtidos durante a detecção. Nesta situação, o vetor *fases* armazenou valor *true* nas posições 0, 1 e 2, detectando que Neutro, Fase A e Fase B estão conectadas. A variável *seq_fase* armazenou o valor 1, o que significa que existe defasagem angular entre as fases A e B, e a sequência de fase é positiva. A variável *status_configuracao* recebeu valor *true*, informando que a detecção foi finalizada.

Ao alterar a sequência de fase da rede para sequência negativa, são obtidos outros dados, exibidos na Figura 4.5. Os dados obtidos nesta detecção são iguais aos obtidos no teste anterior, com exceção da sequência de fase que agora armazena o valor -1, representando sequência de fase negativa.

Resultado da Configuração 4:

- Pré-configuração do inversor: a variável *config* foi definida com valor 20 e a variável *Vnom* foi definida com 110 V (configuração é para 220 V, 110 V em cada braço).

Figura 4.5 – Configuração 3 - Rede Bifásica seq. positiva 220/127 V com Neutro.

▼ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input checked="" type="checkbox"/> fases[0]	_Bool	true
<input checked="" type="checkbox"/> fases[1]	_Bool	true
<input checked="" type="checkbox"/> fases[2]	_Bool	true
<input checked="" type="checkbox"/> fases[3]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= config	int	21
<input type="checkbox"/> (x)= Vnom	float	127,000000
<input type="checkbox"/> (x)= Vmax	float	0,000000
<input type="checkbox"/> (x)= seq_fase	int	1
<input type="checkbox"/> (x)= numero_fases	int	2
<input type="checkbox"/> (x)= error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.6 – Configuração 3 - Rede Bifásica seq. negativa 220/127 V com Neutro.

▼ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input checked="" type="checkbox"/> fases[0]	_Bool	true
<input checked="" type="checkbox"/> fases[1]	_Bool	true
<input checked="" type="checkbox"/> fases[2]	_Bool	true
<input checked="" type="checkbox"/> fases[3]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= config	int	21
<input type="checkbox"/> (x)= Vnom	float	127,000000
<input type="checkbox"/> (x)= Vmax	float	0,000000
<input type="checkbox"/> (x)= seq_fase	int	-1
<input type="checkbox"/> (x)= numero_fases	int	2
<input type="checkbox"/> (x)= error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

- Setup da rede em HIL: Foi disponibilizado uma rede monofásica de 220 V; o condutor Fase A da rede foi conectado na fase A do inversor; e o condutor neutro da rede foi ligado na fase B do inversor.

A Figura 4.7 exibe os dados obtidos durante a detecção. Nesta situação, o vetor *fases* armazenou valor *true* nas posições 1 e 2, detectando que Fase A e Fase B estão conectadas. Como o número de fases da pré-configuração é igual ao número detectado, não teve erro armazenado. A variável *seq_fase* permaneceu com valor zero, demonstrando que a defasagem angular é inexistente. A variável *status_configuracao* recebeu valor *true*, informando que a detecção foi finalizada.

Resultado da Configuração 5:

Figura 4.7 – Configuração 4 - Rede Monofásica 220 V.

▼ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input type="checkbox"/> (x)= fases[0]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= fases[1]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)= fases[2]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)= fases[3]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= config	int	20
<input type="checkbox"/> (x)= Vnom	float	110,000000
<input type="checkbox"/> (x)= Vmax	float	0,000000
<input type="checkbox"/> (x)= seq_fase	int	0
<input type="checkbox"/> (x)= numero_fases	int	2
<input type="checkbox"/> (x)= error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

- Pré-configuração do inversor: a variável *config* foi definida com valor 31 e a variável *Vnom* foi definida com 127 V.
- Setup da rede em HIL: Foi disponibilizado uma rede trifásica com neutro de 220/127 V e sequência de fase positiva; os condutores Fase A, B e C da rede foram conectados nas fases A, B e C do inversor, respectivamente; e o condutor neutro foi ligado ao ponto neutro do inversor.

Na Figura 4.8, são exibidos os dados obtidos durante a detecção. Nesta situação, o vetor *fases* armazenou valor *true* em todas as posições, detectando que Neutro, Fase A, Fase B e Fase C estão conectadas. Como esperado também, a sequência de fase detectada é 1, ou seja, sequência de fase positiva.

Figura 4.8 – Configuração 5 - Rede Trifásica seq. positiva 220/127 V com Neutro.

▼ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input type="checkbox"/> (x)= fases[0]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)= fases[1]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)= fases[2]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)= fases[3]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)= config	int	31
<input type="checkbox"/> (x)= Vnom	float	127
<input type="checkbox"/> (x)= Vmax	float	0
<input type="checkbox"/> (x)= seq_fase	int	1
<input type="checkbox"/> (x)= numero_fases	int	3
<input type="checkbox"/> (x)= error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)= status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

Neste caso, a rede disponível para o inversor possui sequência de fases negativa. A Figura 4.9 exibe os novos dados obtidos durante a detecção de configuração. Como esperado, novamente o vetor *fases* recebeu valor *true* em todas as posições, informando que todas as fases estão conectadas. Neste caso, a sequência de fase detectada foi -1, indicando sequência negativa, assim, as matrizes de entrada e saída são ajustadas, permitindo a operação com uma sequência de fase compatível com a rede.

Figura 4.9 – Configuração 5 - Rede Trifásica seq. negativa 220/127 V com Neutro.

▼ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input type="checkbox"/> (x)- fases[0]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- fases[1]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- fases[2]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- fases[3]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- config	int	31
<input type="checkbox"/> (x)- Vnom	float	127
<input type="checkbox"/> (x)- Vmax	float	0
<input type="checkbox"/> (x)- seq_fase	int	-1
<input type="checkbox"/> (x)- numero_fases	int	3
<input type="checkbox"/> (x)- error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)- error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)- status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

A detecção de configuração tem um papel muito importante no funcionamento do inversor, pois somente com os dados obtidos durante a etapa de detecção, é possível realizar a seleção das estratégias de controle, matrizes de entrada e saída, e assim por diante. Os resultados obtidos acima demonstram que, em todas as situações, o algoritmo de detecção de configuração detectou de forma acertiva todas as configurações.

4.1.2 Detecção de erros de configuração

O algoritmo de detecção de configuração foi desenvolvido de forma a detectar alguns erros de pré-configuração ou de conexão elétrica da rede ao inversor. Esta detecção de erros proporciona uma maior facilidade de instalação do produto. Os erros detectados neste sistema estão listados abaixo:

- Erro de fases: Durante a pré configuração, o instalador seleciona a configuração compatível com a rede que será conectada. Nas definições da sistema, cada configuração tem sua quantidade de fases específicas para o funcionamento. Durante a execução do sistema de detecção, é obtido o número de fases conectadas ao conversor e, posteriormente, comparadas com os dados da pré-configuração. Caso sejam diferentes, a variável *error_fases* recebe o valor *true*, informando erro.

- Erro de ângulos: Para identificar se a rede conectada no inversor é monofásica ou polifásica, é necessário que se identifique a defasagem angular de cada fase. Caso a defasagem angular obtida seja diferente da pré-configurada, o erro é gravado na variável *error_angulos*.

O erro de número de fases pode indicar duas possíveis causas. A primeira é que a ligação elétrica foi realizada errada, tendo sido conectada mais ou menos fases do que está previsto para a configuração selecionada. A outra possibilidade é a escolha da configuração errada durante a pré-configuração.

O erro de ângulo permite que o inversor detecte erros de ligação elétrica no inversor. Por exemplo, ao selecionar a configuração 3, o inversor espera identificar 2 fases e uma defasagem angular de 120° ou 240°, caso o instalador conectar a mesma fase nos braços A e B do conversor, serão detectadas 2 fases conectadas ao inversor, o que de fato está correto, no entanto, a defasagem angular detectada será diferente da selecionada na pré-configuração.

Para demonstrar o funcionamento da detecção de erros durante a detecção de configuração, serão realizados dois testes: um para demonstrar a identificação dos erros de fases conectadas, e o outro para demonstrar erros de ângulos.

Resultado Erro de Fases: Para a validação desta etapa, foi selecionada, na pré-configuração, a opção 11, que representa a configuração monofásica de braços paralelos. Como é esperado um erro de fases, a rede selecionada foi monofásico de 127 V, no entanto, foi conectada apenas na fase A do conversor.

A Figura 4.10 apresenta o resultado obtido. Como esperado, no vetor *fases*, apenas as posições 0 e 1 apresentavam condutores conectados, sugerindo a falta de uma conexão na fase B. A variável *error_fases* apresentou o valor *true*, informando que existe um erro no número de fases.

Figura 4.10 – Configuração 2 - Rede Monofásica 127 V.

▼ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x20000050
<input type="checkbox"/> (*)= fases[0]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= fases[1]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= fases[2]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= fases[3]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= config	int	11
<input type="checkbox"/> (*)= Vnom	float	127,000000
<input type="checkbox"/> (*)= Vmax	float	0,000000
<input type="checkbox"/> (*)= seq_fase	int	0
<input type="checkbox"/> (*)= numero_fases	int	2
<input type="checkbox"/> (*)= error_fases	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (*)= error_angulos	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (*)= status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

Resultado Erro de Ângulos: Para validação, foi selecionado como pré-configuração a

opção 21, que atende a uma configuração bifásica com neutro de 220/127 V. Para a obtenção de um erro de ângulo, seria necessário usar uma defasagem angular diferente de 120° e, neste caso, optou-se por usar a defasagem como 0° , que é a situação mais provável de ocorrer no dia a dia do instalador. Desta forma, selecionamos uma rede com duas fases de 127V, sem defasagem.

A Figura 4.11 apresenta o resultado obtido. O vetor *fases*, apresenta valor *true* nas posições 0, 1 e 3 que, de fato, está correto. No entanto, a variável *seq_fase* apresenta valor 0, ou seja, não foi detectada defasagem angular. Desta forma, um erro foi gravado na variável *error_angulos*.

Figura 4.11 – Configuração 2 - Rede Bifásica 220/127 V com Neutro.

▼ <input type="checkbox"/>  configuracao	configuracao_struct	{...}
▼ <input type="checkbox"/>  fases	_Bool [4]	0x2000005c
<input type="checkbox"/> (x)- fases[0]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- fases[1]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- fases[2]	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- fases[3]	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)- config	int	21
<input type="checkbox"/> (x)- Vnom	float	127,000000
<input type="checkbox"/> (x)- Vmax	float	0,000000
<input type="checkbox"/> (x)- seq_fase	int	0
<input type="checkbox"/> (x)- numero_fases	int	2
<input type="checkbox"/> (x)- error_fases	_Bool	false
<input type="checkbox"/> (x)- error_angulos	_Bool	true
<input type="checkbox"/> (x)- status_configuracao	_Bool	true

Fonte: Próprio autor.

Como pode ser visto nas Figuras 4.10 e 4.11, a variável *status_configuracao* apresentou valor *true*. Esta informação não representa a permissão de operação do inversor, apenas sinaliza que a detecção de configuração foi finalizada. O que permite ou não a operação do inversor é a existência ou não de erros.

Como esperado, o sistema de detecção de configuração conseguiu identificar de forma acertiva os erros presentes nas configurações. Isso proporciona maior segurança, tendo em vista que a conexão dos relés somente será realizada com a ausência de erros, evitando, com isso, danificar o equipamento ao realizar erros de conexão. Além disso, proporciona facilidade na instalação do inversor, pois os dados obtidos da rede são apresentados ao instalador, permitindo, assim, a fácil correção do erro.

4.1.3 Resultados controladores de Tensão diferencial

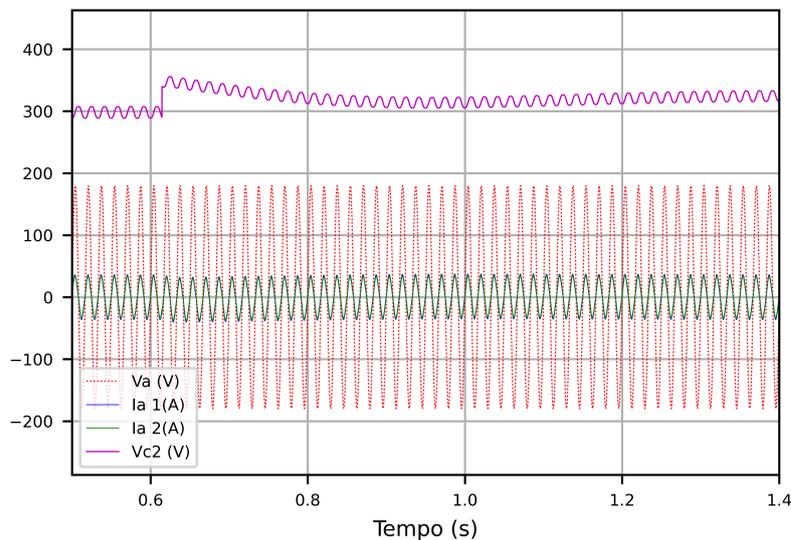
Visando validar os controlares da tensão diferencial, dois testes serão realizados. O primeiro é o controle da tensão diferencial com injeção de corrente CC na rede, que é responsável pela regulação da tensão diferencial das configurações 1, 2, 3 e 5, ou seja, configurações com

conexão ao ponto neutro da rede. O segundo é responsável pela regulação da tensão diferencial em redes sem conexão ao ponto neutro, ou seja, configuração 4.

Primeiro teste:

O inversor foi configurado como configuração 1, ou seja, rede monofásica de 127 V. O inversor opera com potência aproximada de 3kW. Inicialmente, com o sistema em regime permanente, a tensão do barramento CC estava setada com 600 V, logo, espera-se que as tensões v_{c1} e v_{c2} sejam iguais e tenham 300 V. No instante $t = 0,65$ s foi dado um degrau na tensão de 600 V para 650 V. Como apresentado na Figura 4.12, a tensão v_{c2} subiu para 350 V aproximadamente. 0,6 s após o distúrbio provocado, podemos ver a tensão acomodar-se na nova referência que, após o distúrbio, passa a ser 325 V.

Figura 4.12 – Configuração 1 - Rede Monofásica 127 V.



Fonte: Próprio autor.

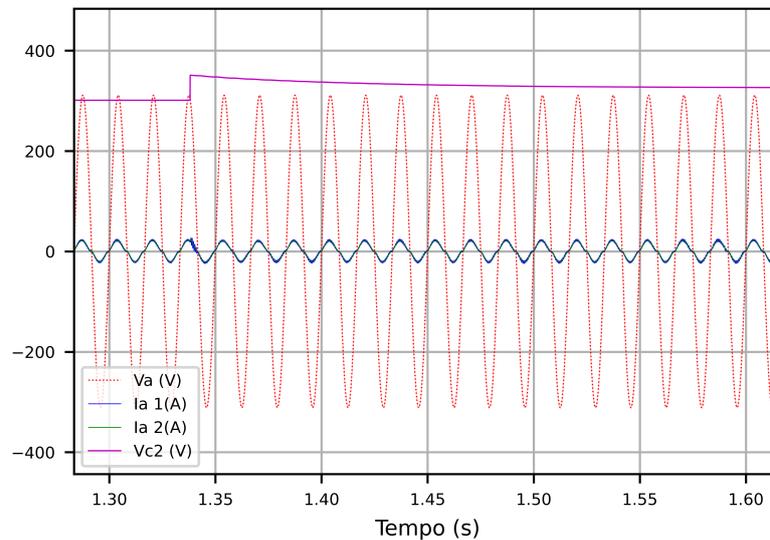
Também pode ser visto na Figura 4.12 que a corrente injetada na rede teve mínima perturbação, apresentando apenas um pequeno nível CC durante o transitório. Logo após a estabilização da tensão v_{c2} , nota-se que a corrente não apresenta mais componente CC.

Segundo teste:

Neste teste, o inversor foi pré-configurado com configuração 4, que possibilita sua conexão em rede sem acesso ao ponto neutro. Neste caso, uma rede monofásica de 220 V foi disponibilizada. Similar ao teste anterior, a tensão do barramento CC foi ajustada inicialmente como 600 V.

No instante $t = 1,34$ s, foi aplicado um degrau na tensão do barramento CC, passando de 600 V para 650V. Como pode ser visto na Figura 4.13, no instante da perturbação da tensão, a tensão v_{c2} atinge o valor de 350 V aproximadamente, mas logo converge para o valor de referência. Neste caso, a corrente injetada teve um distúrbio muito pequeno no instante da perturbação.

Figura 4.13 – Configuração 4 - Rede Monofásica 220 V.



Fonte: Próprio autor.

Como apresentado nos testes anteriores, percebe-se que as malhas de controle da tensão diferencial apresentaram resultados satisfatórios, sendo que a referência foi atingida rapidamente, sem causar distorções significativas na corrente injetada na rede pelo conversor.

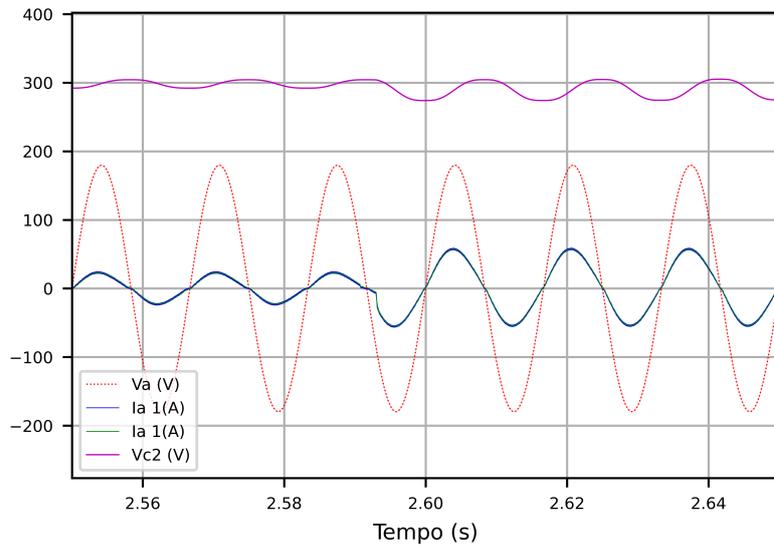
4.1.4 Resultados controladores de corrente

Com o objetivo de demonstrar a estabilidade do controlador de corrente, tendo em vista que o mesmo controlador foi usado para todas as configurações, abaixo serão realizados testes com todas as configurações de redes suportadas pelo inversor.

Para o teste da configuração 1, foi definida uma rede monofásica de 127V. No inversor, a referência inicial de potência é de 2500W, que representa 50% da potência nominal para esta configuração. Na Figura 4.14, estão representadas as formas de onda obtidas durante os testes, sendo I_{a2} a corrente injetada na rede. Como esperado, a corrente I_{a2} está sendo injetada em sincronismo com a tensão V_a , onde, inicialmente, a corrente i_{a2} possui amplitude de 27,8 A aproximadamente. No instante $t = 2,59$ s, é realizada a alteração da potência de referência variando de 50% para 100%.

Similar à configuração anterior, a configuração 2 possibilita a conexão do inversor em rede monofásica de 127 V. No entanto, neste caso, um aumento de potência é obtido com o paralelismo de dois braços do conversor. Deste modo, o setup para teste de tal configuração é igual ao anterior. O inversor foi conectado na rede com potência inicial de 2500 W por braço, ou seja, 5000W se somadas as potências dos braços. Como apresentado na Figura 4.15, as correntes I_{a2} e I_{b2} estão exatamente sobrepostas e em sincronismo com a tensão V_a , indicando

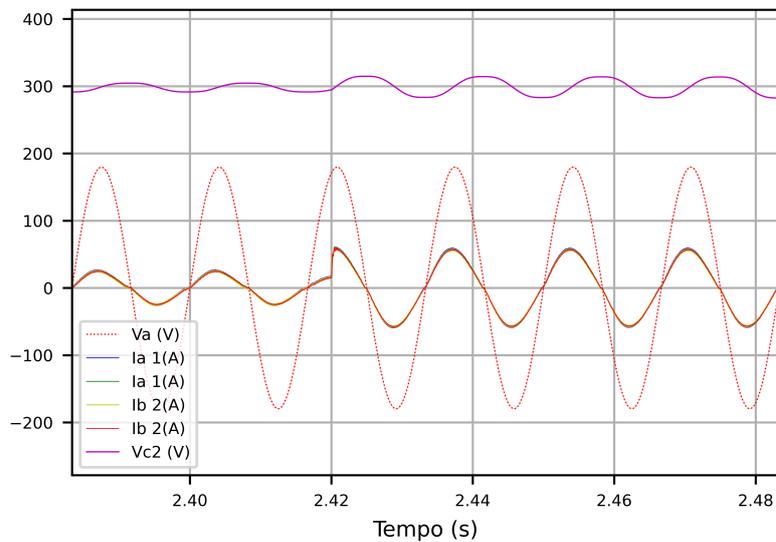
Figura 4.14 – Configuração 1 - Rede Monofásica 127 V, degrau de potência de 50% para 100%.



Fonte: Próprio autor.

que o paralelismo ocorreu de fato. No instante $t = 2,42$ s, a potência de referência é ajustada para 100%, percebe-se, assim, que os dois braços respondem de forma similar, e atingem a amplitude de corrente máxima. Percebe-se, ainda, que a tensão do capacitor C2 permanece equilibrado, apresentando apenas uma ondulação em baixa frequência, característica deste tipo de conversor.

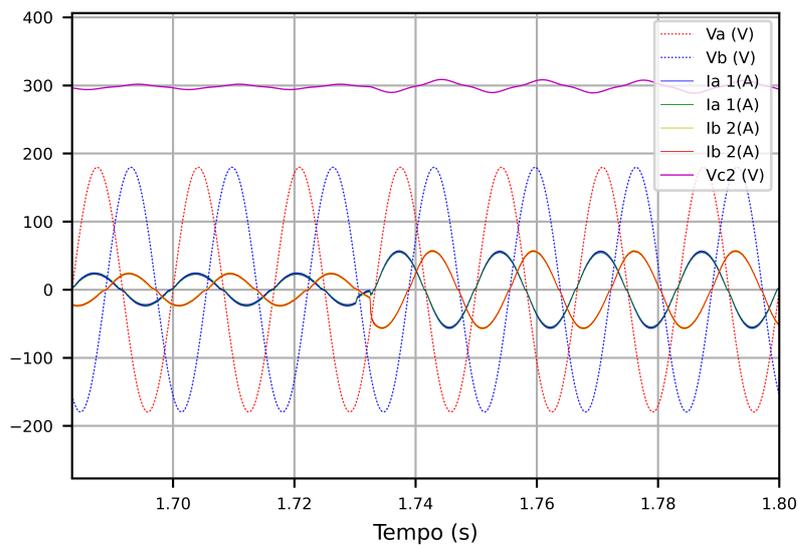
Figura 4.15 – Configuração 2 - Rede Monofásica 127 V com paralelismo, degrau de potência de 50% para 100%.



Fonte: Próprio autor.

Para o teste da configuração 3, foi disponibilizada uma rede bifásica de 220/127 V com sequência de fase positiva e acesso ao ponto neutro. Como apresentado na Figura 4.16, as tensões V_a e V_b possuem defasagem angular de 120°, e percebe-se que as correntes I_{a2} e I_{b2} estão em sincronismo com elas. O inversor foi conectado na rede com potência inicial 2500W por braço e, no instante $t = 1,73$ s, a referência de potência foi ajustada para 100%, ou seja, 10kW.

Figura 4.16 – Configuração 3 - Rede Bifásica 220/127 V, com sequência de fase positiva.

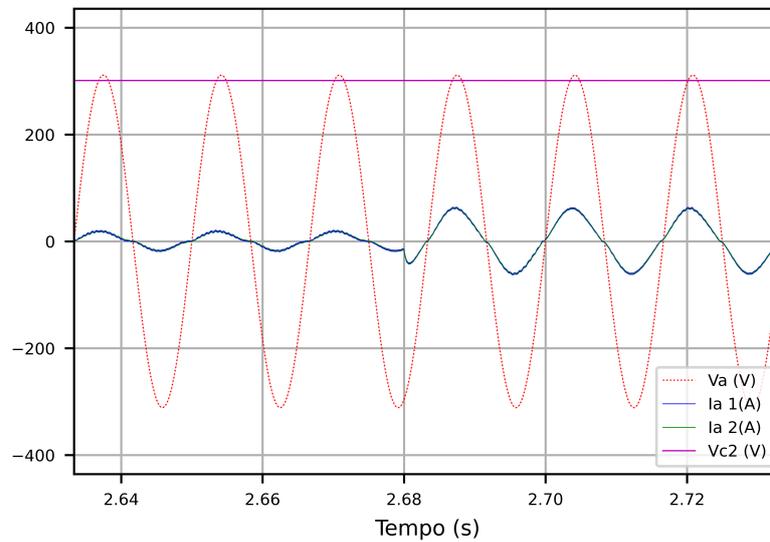


Fonte: Próprio autor.

Para o teste da configuração 4, foi selecionada uma rede monofásica de 220V. Para esta configuração, a potência máxima é um pouco reduzida, considerando que a corrente máxima de cada braço é 39A eficaz. Deste modo, como a tensão de braço do conversor é menor na configuração 4, a potência máxima obtida para ela é 8600W. Assim, a potência inicial usada no teste deste conversor é 50% de 8600W. Como apresentado na Figura 4.17, a tensão V_a tem tensão eficaz de 220V. Como esperado, a corrente I_a está em sincronismo com a tensão V_a . No instante $t = 2,68$ s, a potência de referência foi ajustada para 100% e, como pode ser visto, o controlador seguiu a referência. A tensão sobre o capacitor C2 permaneceu equilibrada e sem ondulações.

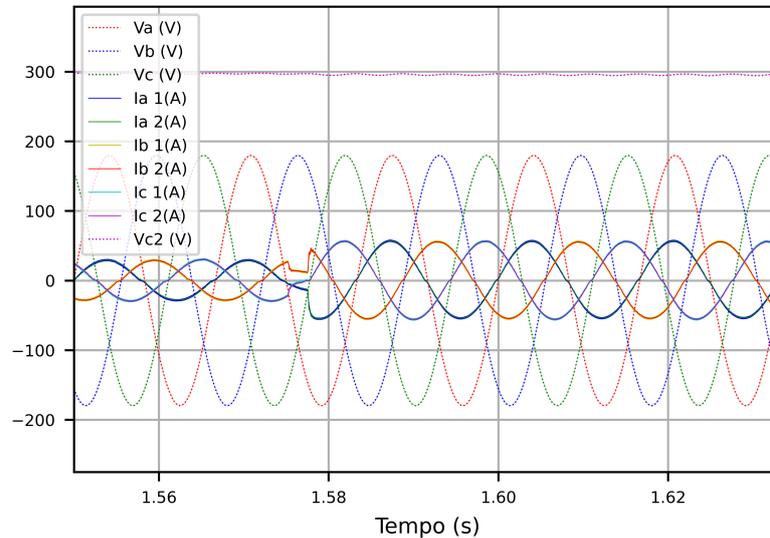
No teste da configuração 5, foi disponibilizada uma rede trifásica 220/127 V, com sequência de fase positiva e acesso ao ponto neutro. Nesta configuração, é possível obter uma potência total de 15kW. Inicialmente, o inversor foi conectado com uma potência de referência de 7,5kW, que representa 50% da potência para tal configuração. Como apresentado na Figura 4.18, as correntes I_{a2} , I_{b2} e I_{c2} estão sendo injetadas na rede em sincronismo com as tensões V_a , V_b e V_c . No instante $t = 1,57$ s, a potência é ajustada para 100% e, como nas configurações anteriores, as correntes seguem corretamente todas as referências, atingindo a amplitude máxima de 56A de pico por fase. A tensão sobre o capacitor C2 permaneceu regulada, e a ondulação de tensão é quase inexistente.

Figura 4.17 – Configuração 4 - Rede Monofásica 220 V.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.18 – Configuração 5 - Rede Trifásica 220/127 V, com sequência de fase positiva.



Fonte: Próprio autor.

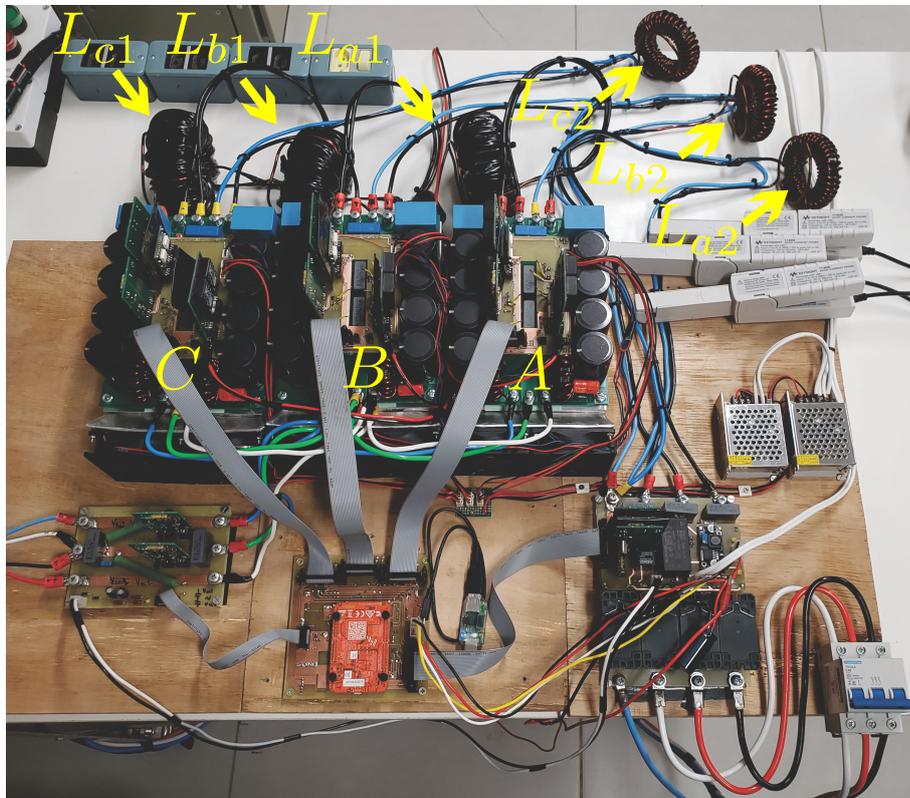
Com base nos testes anteriores, podemos concluir que a utilização do mesmo controlador para todas as configurações é possível, pois ele alcançou todos os propósitos esperados, sendo erro nulo de fase e amplitude, além de garantir a estabilidade do sistema diante das perturbações realizadas. Também foi possível ver que a regulação das tensões dos capacitores do barramento CC ocorreu de forma satisfatória em todas as situações apresentadas.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos através de ensaios realizados no protótipo. Os ensaios foram realizados utilizando duas fontes emuladoras fotovoltaicas, sendo elas conectadas em série e ligadas aos pontos positivo, central e negativo do barramento CC. A rede CA foi simulada através de uma fonte CA trifásica.

Na Figura 4.19, é apresentado o protótipo, formado por três módulos NPC: placa de medição do barramento CC, placa do controlador e placa de relés. Além disso, um disjuntor foi adicionado entre a placa de relés e a rede elétrica, para garantir a segurança durante os testes e também facilitar a conexão e desconexão da rede para seleção de novas configurações.

Figura 4.19 – Protótipo desenvolvido.



Fonte: Próprio autor.

Com o objetivo de demonstrar o funcionamento do conversor projetado, serão realizados testes para cada configuração projetada.

Para a realização do primeiro teste, foram utilizados os parâmetros da Tabela 4.1.

Neste teste, apenas o módulo A foi conectado ao inversor. Após a identificação da rede, os relés de A e N foram fechados, permitindo a conexão entre o inversor e a rede CA. Na Figura 4.20, estão representados os sinais obtidos, sendo a tensão v_a e a corrente i_a , ambas em sincronismo. Também pode ser observado que a amplitude da corrente injetada na rede é de aproximadamente 14 A, resultando nos 1250 W.

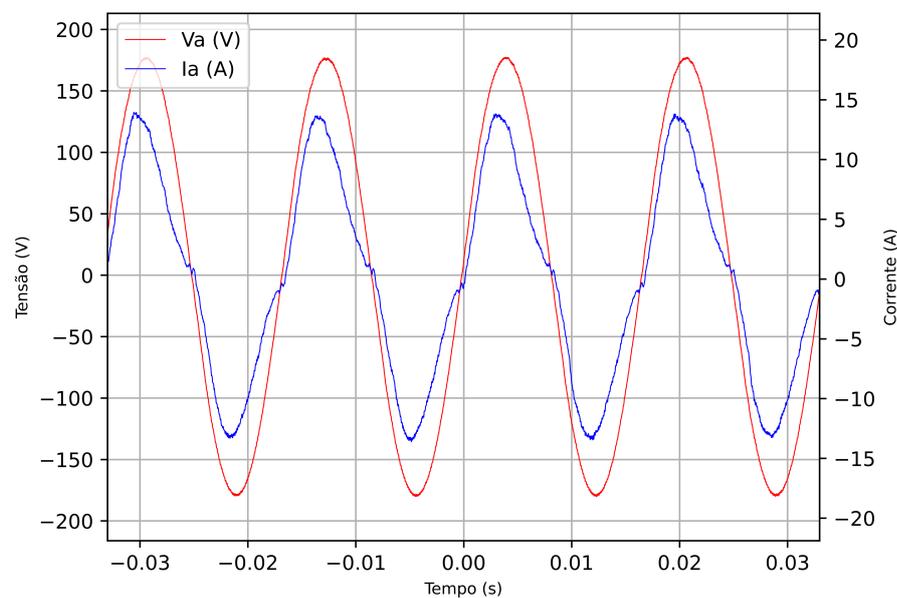
Para a realização do segundo teste, foram utilizados os parâmetros da Tabela 4.2.

Tabela 4.1 – Parâmetros de teste da configuração 1.

Configuração 1	Monofásica 127 V
Tensão do barramento CC	600 V
Potência	1250 W / Módulo
Tensão da fonte CA	127 V
Número de módulos usados	1

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.20 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 1.



Fonte: Próprio autor.

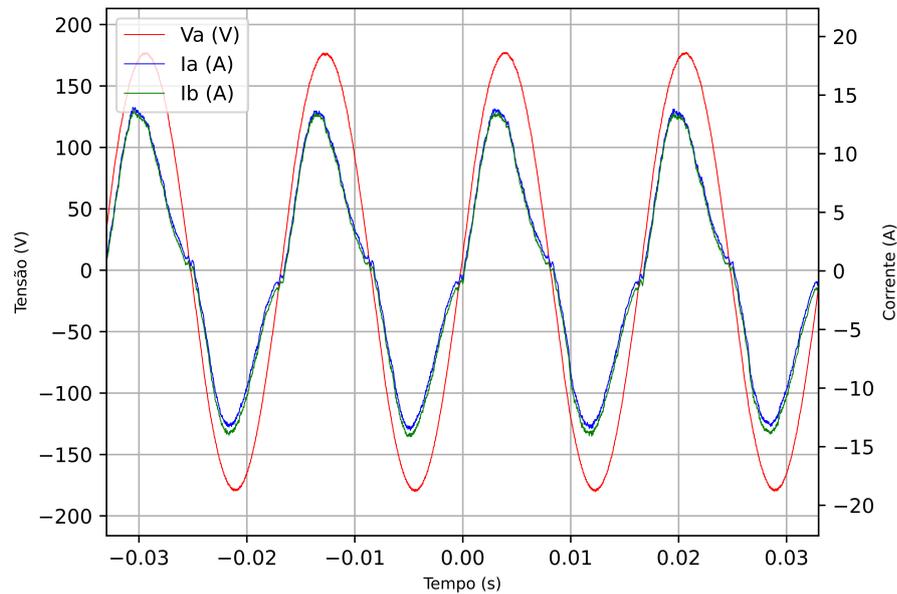
Tabela 4.2 – Parâmetros de teste da configuração 2.

Configuração 2	Monofásica 127 V braços paralelos
Tensão do barramento CC	600 V
Potência	1250 W / Módulo
Tensão da fonte CA	127 V
Número de módulos usados	2

Fonte: Próprio autor.

Neste teste, dois módulos foram utilizados: módulo A e módulo B, ambos conectados nas mesma fase da rede. Após a identificação da rede, os relés de A, B e N foram fechados, permitindo a conexão entre o inversor e a rede CA. Na Figura 4.21, estão representados os sinais obtidos, sendo a tensão v_a e as correntes i_a e i_b , ambas em sincronismo, demonstrando que o paralelismo dos módulos A e B ocorreu com êxito. Também pode ser observado que a amplitude das correntes injetadas na rede são de aproximadamente 14 A por fase, resultando nos 1250 W de potência em cada módulo.

Figura 4.21 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 2.



Fonte: Próprio autor.

Para a realização do terceiro teste, foram utilizados os parâmetros da Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Parâmetros de teste da configuração 3.

Configuração 3	Bifásica 220/127 V
Tensão do barramento CC	600 V
Potência	1250 W / Módulo
Tensão da fonte CA	220/127 V
Número de módulos usados	2

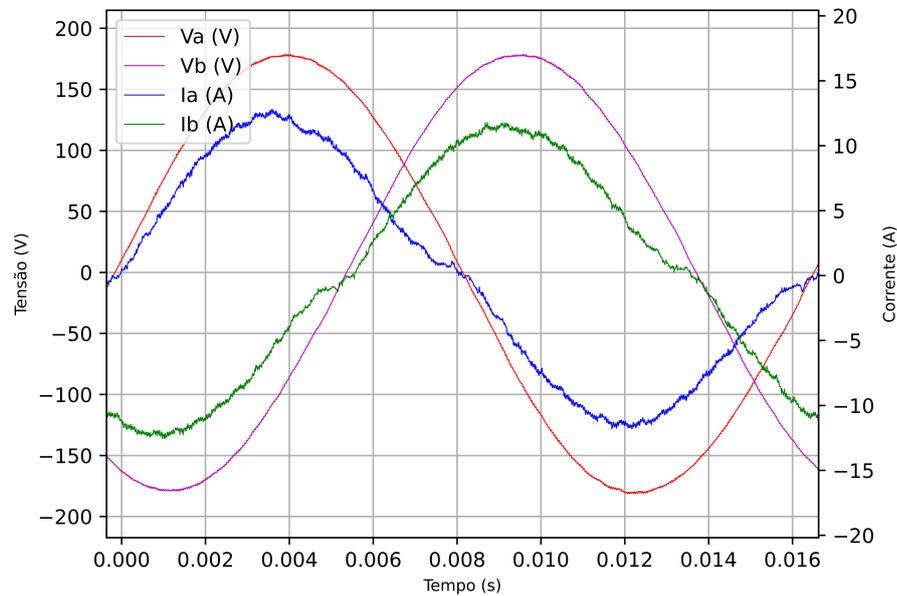
Fonte: Próprio autor.

Neste teste, dois módulos foram utilizados: módulo A e módulo B. Após a identificação da rede, os relés de A, B e N foram fechados, permitindo a conexão entre o inversor e a rede CA. Na Figura 4.22 estão representados os sinais obtidos, verificando-se que as correntes i_a e i_b estão em sincronismo com as tensões v_a e v_b , respectivamente. Também pode ser observado que a amplitude das correntes injetadas na rede é de aproximadamente 14 A por fase, resultando em 1250 W de potência em cada módulo.

Para a realização do quarto teste, foram utilizados os parâmetros da Tabela 4.4.

Neste teste, dois módulos foram utilizados: módulo A e módulo B. Após a identificação da rede, os relés de A e B foram fechados, permitindo a conexão entre o inversor e a rede CA. Na Figura 4.23, estão representados os sinais obtidos, sendo que a corrente i_a está em sincronismo com a tensão v_{ab} . Também pode ser observado que a amplitude da corrente injetada na rede é de aproximadamente 8 A por fase. Como neste caso a tensão da rede é 220 V, cada módulo sintetiza uma tensão de 110 V, logo, a potência por módulo é de 625 W, totalizando uma potência

Figura 4.22 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 3.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.4 – Parâmetros de teste da configuração 4.

Configuração 4	Monofásica 220 V
Tensão do barramento CC	600 V
Potência	625 W / Módulo
Tensão da fonte CA	220 V
Número de módulos usados	2

Fonte: Próprio autor.

injetada na rede de 1250 W.

Para a realização do quinto teste, foram utilizados os parâmetros da Tabela 4.5.

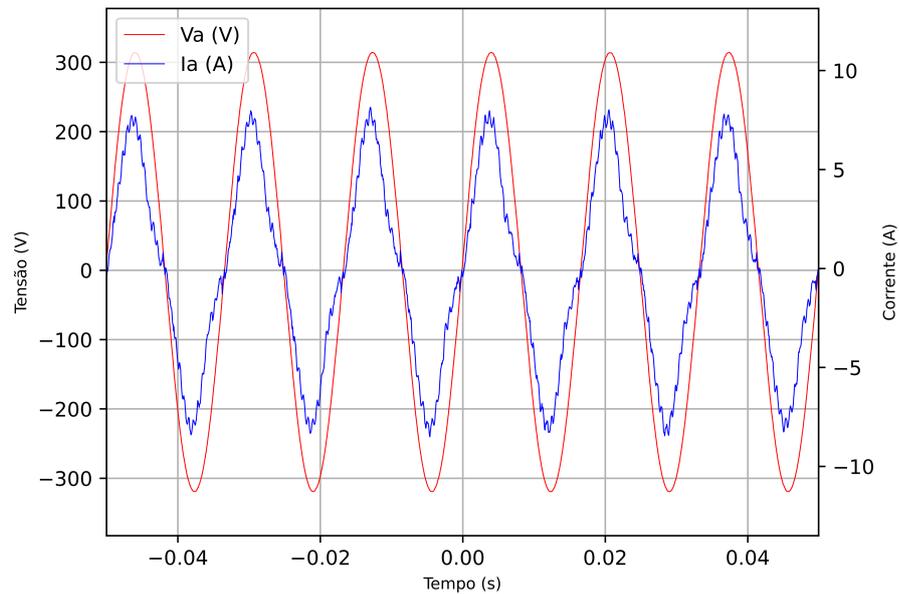
Tabela 4.5 – Parâmetros de teste da configuração 5.

Configuração 5	Trifásica 220/127 V
Tensão do barramento CC	600 V
Potência	1250 W / Módulo
Tensão da fonte CA	220/127 V
Número de módulos usados	3

Fonte: Próprio autor.

Neste teste, três módulos foram utilizados: módulos A, B e C. Após a identificação da rede, os relés de A, B, C e N foram fechados, permitindo a conexão entre o inversor e a rede CA. Na Figura 4.24, estão representados os sinais obtidos, sendo que as correntes i_a , i_b e i_c estão em sincronismo com as tensões v_a , v_b e v_c , respectivamente. Também pode ser observado

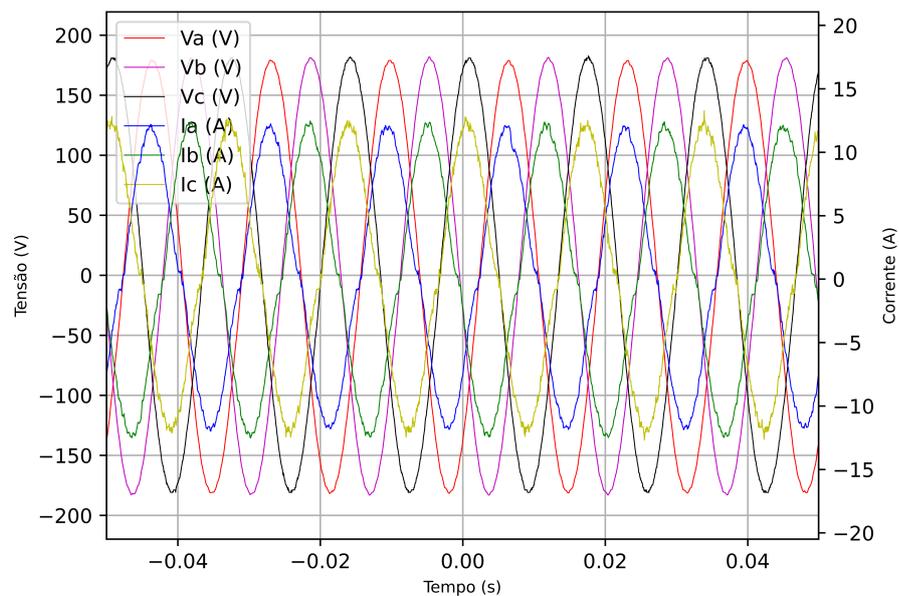
Figura 4.23 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 4.



Fonte: Próprio autor.

que a amplitude das correntes injetadas na rede é de aproximadamente 14 A por fase, resultando em 1250 W de potência em cada módulo.

Figura 4.24 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para a Configuração 5.



Fonte: Próprio autor.

Com base nos testes anteriores, podemos observar que todas as configurações apresentadas obtiveram êxito na conexão com a rede. Em todos os casos, foi obtido um perfeito sin-

cronismo entre tensão e corrente. Além disso, a potência injetada na rede foi compatível com o valor de referência em cada configuração. As distorções nas formas de onda das correntes injetadas pelo inversor ocorreram pois os resultados experimentais foram obtidos com potência inferior à potência nominal.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta dissertação propôs uma estrutura modular e reconfigurável para inversor fotovoltaico visando a compatibilidade com a maioria das redes de distribuição disponíveis no Brasil.

No capítulo 2, foram apresentados os diferentes níveis de tensão e configurações disponíveis no Brasil, com o objetivo de propor o desenvolvimento de um inversor que seja compatível com a diversidade de redes disponíveis. Ao todo, foram apresentadas cinco configurações principais para o desenvolvimento do inversor reconfigurável, demonstrando os modos de conexão de cada configuração proposta em diferentes redes brasileiras. A partir das configurações definidas, foi possível definir um módulo responsável pelo processamento da potência de cada fase. Também foi apresentada a estrutura completa do inversor, demonstrando como os módulos são posicionados. Ainda no capítulo 2, foi apresentado o sistema de *firmware* reconfigurável, que permite a seleção de diferentes tipos de controladores e funções, dependendo da configuração selecionada. Para que o sistema de reconfiguração funcione corretamente, foi desenvolvido um sistema de detecção de configuração, que permite a detecção de erros de conexão da rede ou, até mesmo, erros durante a pré-configuração. No capítulo 3, foram apresentados os modelos matemáticos que representam o modelo dinâmico do sistema, para, em seguida, realizar o projeto dos controladores propostos. Foram apresentados dois modelos para o controle diferencial, sendo que um atua em configurações com conexão ao ponto neutro, através da injeção de corrente CC na rede, e o outro atua nas configurações sem acesso ao neutro, através de uma modulação com uma abordagem geométrica. No capítulo em questão, também foram apresentados os modelos dinâmicos, sendo eles necessários para o desenvolvimento dos controladores de corrente.

Os resultados experimentais foram apresentados no capítulo 4, no qual foi realizada a validação do sistema de detecção de configuração, sendo que, para cada configuração do inversor, foi disponibilizada uma rede compatível, verificando assim que o *firmware* identificou de forma acertiva todas as configurações. Posteriormente, o *firmware* de detecção de erros é testado, fazendo a pré-configuração e fornecendo uma rede incompatível, de modo que se verifique que todos os erros estão sendo detectados corretamente. Os sistemas de detecção de configuração e reconfiguração, bem como os controladores, foram implementados em um microcontrolador MKV31f512VLL12 da NXP. Ainda neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais, obtidos através de ensaios no protótipo desenvolvido.

Portanto, a principal contribuição desta dissertação está relacionada ao sistema de detecção de configuração e ao *firmware* reconfigurável, que são pontos essenciais para o funcionamento do inversor modular e reconfigurável proposto. Isso porque a seleção da estratégia de controle adequada está relacionada diretamente ao tipo de rede a ser conectada.

5.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Visando a continuidade de trabalho, algumas sugestões para trabalhos futuros são descritas a seguir:

- Desenvolvimento de um novo módulo para o conversor, adicionando um conversor boost ao módulo existente, possibilitando uma maior variação de tensão de entrada;
- Implementação de um algoritmo de MPPT;
- Troca do microcontrolador atual por um de maior poder de processamento, possibilitando a melhora dos controladores.

5.2 ARTIGOS RELACIONADOS AO TRABALHO

(Publicado) C. Schardong, G. A. Saccol, L. Michels, L. V. Bellinaso, C. Rech, Martin Breus Meier, Walter Meneghette dos Santos, "Inversor fotovoltaico de fases reconfiguráveis,"2021, 13th Seminar on Power Electronics and Control, 2021.

(Publicado) G. A. Saccol, C. Schardong, L. Michels, L. V. Bellinaso and C. Rech, "Reference Grid Impedance for Tests of Grid-connected Power Converters for Distributed Energy Resources: The Brazilian Case,"2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABSOLAR. **Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica**. 2020. <https://www.absolar.org.br/noticia/energia-solar-cresce-forte-no-brasil-em-2019/>. Acessado em Março/2021.

ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional - pro-dist, módulo 3: Acesso ao sistema de distribuição. 2017.

_____. **Tensões Nominais Secundárias por município**. 2021. <https://www.aneel.gov.br/tensoes-nominais>. Acessado em Março/2021.

ANTUNES, H. M. A. **Conversor Multifuncional Reconfigurável e Tolerante a Falhas para Microrredes de Energia Elétrica**. 2018. 266 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2018.

Braz de Jesus Cardoso Filho e Anderson Vagner Rocha. **Conversor tolerante a falhas com reconfiguração inteligente**. [S.l.]: INPI, 2016. BR 102014023058-0 A2.

BRUCKNER, T.; BERNET, S.; GULDNER, H. The active npc converter and its loss-balancing control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 3, p. 855–868, 2005.

CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter optimization for grid interactive voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 4106–4114, 2010.

CHOUDHURY, S. et al. A comparative analysis of five level diode clamped and cascaded h-bridge multilevel inverter for harmonics reduction. In: **2018 Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

COSTA, A. E. Lucena da; ANDERSEN, R. L. High-gain boost-boost-flyback converter for renewable energy sources applications. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

ELAVARASAN, R. M. et al. A comprehensive review on renewable energy development, challenges, and policies of leading indian states with an international perspective. **IEEE Access**, v. 8, p. 74432–74457, 2020.

GIACOMINI, J. C. **Desenvolvimento de um inversor fotovoltaico trifásico não isolado conectado à rede elétrica**. 2015. 184 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Santa Maria, 2015.

GRÜNDLING, R. C. R. de C. H. P. H. Kalman filter based synchronisation methods. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 2, n. 2, p. 542–555, 2008.

IEA. **Renewables 2020, IEA, Paris**. 2020. <https://www.iea.org/reports/renewables-2020>. Acessado em Março/2021.

Jérome Mavier, Frédéric Richardeau e Hubert Piquet. **Reconfigurable Voltage Inverter With Tolerance to Failures**. United States Patent, 2008. Disponível em: <<https://patents.google.com/patent/US20070086226>>.

Jérémy Guitard, Frédéric Richardeau e Xavier Pol. **Reconfigurable Inverter Having Failure Tolerance for Powering a Synchronous Poly-Phase Motor Having Permanent Magnets**,

and Asseby Including Said Inverter and Motor. WIPO (PCT), 2011. Disponível em: <<https://patents.google.com/patent/WO2011076742A2/en>>.

KATEBI, R.; HE, J.; WEISE, N. Investigation of fault-tolerant capabilities in an advanced three-level active t-type converter. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 446–457, 2019.

KUMARI, K.; MAPA, S.; MAHESHWARI, R. Loss analysis of npc and t-type three-level converter for si, sic, and gan based devices. In: **2020 IEEE 9th Power India International Conference (PIICON)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–6.

LIN, B.-R.; WEI, T.-C. Space vector modulation strategy for an eight-switch three-phase npc converter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 40, n. 2, p. 553–566, 2004.

MORENO, R. et al. Distribution network rate making in latin america: An evolving landscape. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 18, n. 3, p. 33–48, 2020.

NODARI, L. M. **Sistema de Controle Digital com Rápida Resposta Transitória para Um Retificador Monofásico Meia-Ponte**. 2011. 160 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Joinville, 2011.

RYAN, M.; LORENZ, R.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, 1999.

SACCOL, G. A. et al. Reference grid impedance for tests of grid-connected power converters for distributed energy resources: The brazilian case. In: **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.

SOLAR, P. **Portal Solar**. 2019. <https://www.portalsolar.com.br/blog-solar/energia-solar/com-impulso-de-geracao-distribuida-energia-solar-no-brasil-deve-crescer-44-em-2019.html>. Acessado em Março/2021.

Theodore M. Heinrich. **Reconfigurable Inverter Apparatus for Battery-Powered Vehicle Drive**. WIPO (PCT), 1994. Disponível em: <<https://patents.google.com/patent/WO2011076742A2/en>>.

VELASCO, M. et al. Enabling grid-feeding converters with a dissonant-resonant controller for negative-sequence voltage elimination. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 4, p. 4342–4352, 2020.

Algorithms for lqr via static output feedback for discrete-time lti systems. In: VOLOSENCU ALI SAGHAFINIA, X. D. C.; CHAKRABARTY, S. (Ed.). **Control Theory in Engineering**. [S.l.: s.n.], 2020. cap. 3, p. 55–80.

WANG, J. et al. Neutral point voltage analysis for three-phase four-wire three-level grid-connected converter based on cbpwm strategy. **IEEE Access**, v. 8, p. 165583–165592, 2020.

XU, S.; ZHANG, J.; HANG, J. Investigation of a fault-tolerant three-level t-type inverter system. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 4613–4623, 2017.

ZHANG, X. et al. Multilevel inverters for grid-connected photovoltaic applications: Examining emerging trends. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 5, n. 4, p. 32–41, 2018.

APÊNDICE A – CÓDIGO PARA PROJETO DO CONTROLADOR

Nesta seção são apresentados os algoritmos em linguagem Python usados para o projeto de controladores. Em A.1, é apresentado o projeto do controlador ressonante. Em A.2, é apresentado o projeto do PLL.

A.1 – PROJETO DO CONTROLADOR RESSONANTE

Controlador ressonante em 43.2 kHz

Importacao de bibliotecas para o uso no arquivo

```
import numpy as np
```

```
!pip install control
```

```
from control.matlab import *
```

```
import scipy.signal
```

```
from matplotlib import pyplot as plt
```

```
Ts = 1/43200 periodo de amostragem
```

```
ki = 0.005 0.005 parametro de projeto
```

```
num1 = 2*ki*np.array([1, -np.cos(2*np.pi*60*Ts), 0])
```

```
den1 = np.array([1, -2*np.cos(2*np.pi*60*Ts), 1])
```

```
num2 = 2*ki*np.array([1, -np.cos(2*np.pi*120*Ts), 0])
```

```
den2 = np.array([1, -2*np.cos(2*np.pi*120*Ts), 1])
```

```
num3 = 2*ki*np.array([1, -np.cos(2*np.pi*180*Ts), 0])
```

```
den3 = np.array([1, -2*np.cos(2*np.pi*180*Ts), 1])
```

```
Gress1 = tf(num1,den1, Ts);
```

```
Gress2 = tf(num2,den2, Ts);
```

```
Gress3 = tf(num3,den3, Ts);
```

```
Gress= 1 + Gress1; + Gress2 + Gress3;
```

```
print("Funcao de transferencia no tempo discreto do ressonante: = ".format(num,den))
```

```
w = np.logspace(2, 5, 500)
```

```
plt.figure(figsize=(12,12))
```

```
bode(Gress, w, Hz=True);
```

A.2 – PROJETO DO PLL

Função: Servir como referência da corrente de saída. Serve para todas as configurações. Para monofásica, o erro em β deve ser zerado. Importacao de bibliotecas para o uso no arquivo

```

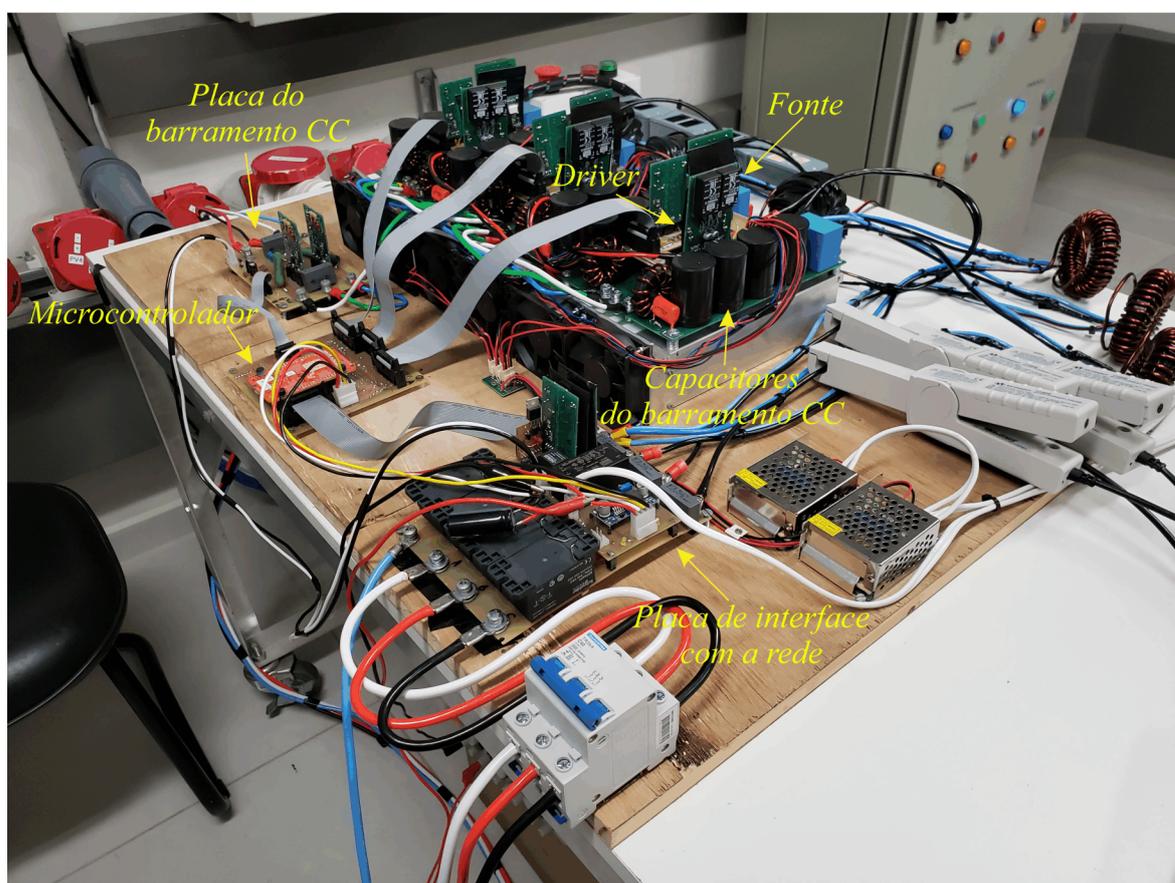
import numpy as np !pip install control from control.matlab import * import scipy.signal
from matplotlib import pyplot as plt
Ts = 1/21600; w1 = 2*np.pi*60;
Phi = np.array([[np.cos(w1*Ts), np.sin(w1*Ts)],
[-np.sin(w1*Ts), np.cos(w1*Ts)]])
P = np.eye(2)
F = np.eye(2)
R = np.eye(2)
Q = np.diag([0.0005, 0.0005])
for k in range(100):
K = Phi@P@F.T@np.linalg.inv(F@P@F.T + R)
P = Phi@P@Phi.T - K@F@P@Phi.T + Q
print("PLL trifasica. fs = Hz".format(1/Ts))
print("do observador Phi: ", Phi,
"Matriz de ganhos K:", K)
PLL monofásica
Ts = 1/21600;
w1 = 2*np.pi*60;
Phi = np.array([[np.cos(w1*Ts), np.sin(w1*Ts)],
[-np.sin(w1*Ts), np.cos(w1*Ts)]])
P = np.eye(2)
F = np.matrix([1, 0])
R = 1
Q = np.diag([0.001, 0.001])
for k in range(100):
K = Phi@P@F.T@np.linalg.inv(F@P@F.T + R)
P = Phi@P@Phi.T - K@F@P@Phi.T + Q
print("monofásica. fs = Hz".format(1/Ts))
print("do observador Phi: ", Phi,
"Matriz de ganhos K:", K)

```

APÊNDICE B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

A Figura B.1 apresenta o protótipo desenvolvido. As dimensões do protótipo são 60 cm de largura por 60 cm de profundidade e 20 cm de altura. As placas dos braços NPC foram dispostas da seguinte maneira, na parte inferior está localizada a placa de potência, feita de cobre com camada dupla face de 3 OZ de espessura, e logo na parte superior está localizada a placa de interface, que recebe a conexão dos sensores de tensão, fontes isoladas, drivers e conectores de alimentação.

Figura B.1 – Prototipo desenvolvido.



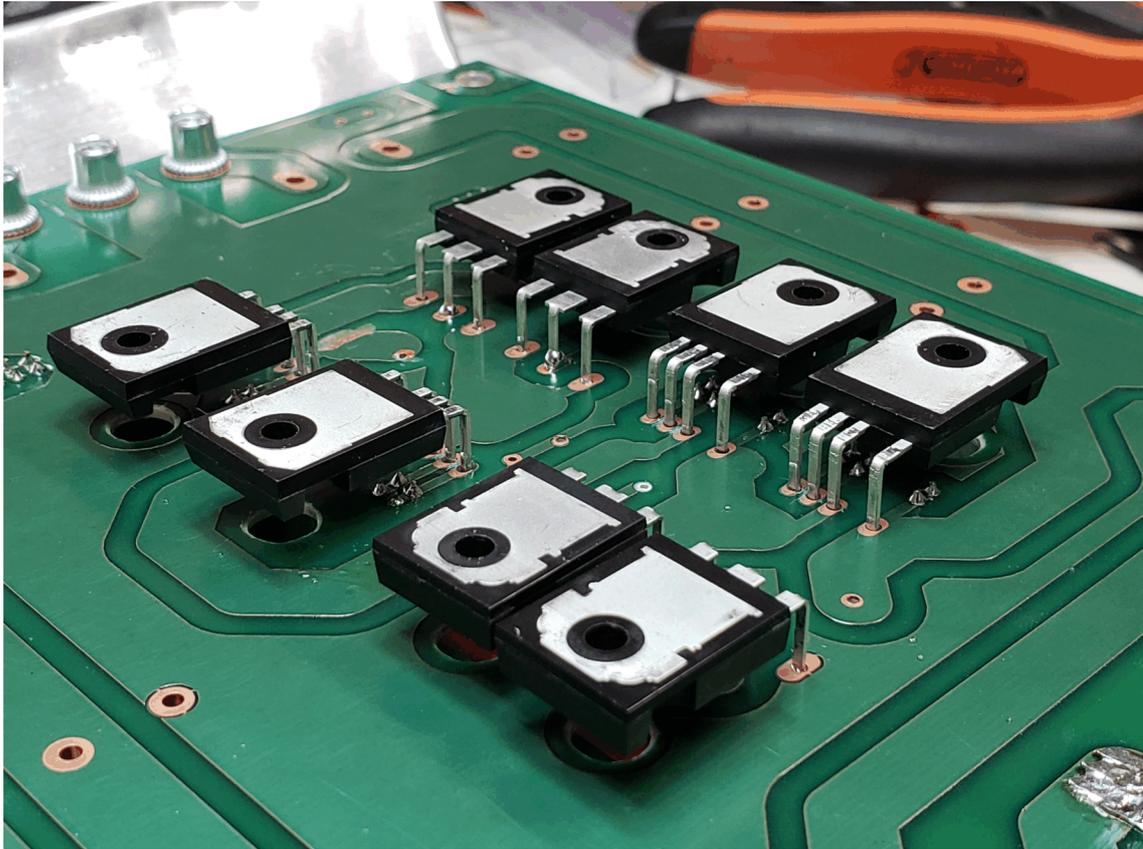
Fonte: Próprio autor.

A Figura B.2, mostra como é realizada a fixação dos IGBT's e diodos. Para efetuar a soldagem dos mesmos, foi necessário primeiro realizar a dobra dos terminais e posteriormente realizar a fixação junto ao dissipador, isso garante que todos os dispositivos semicondutores tenham a mesma altura e alinhamento, fazendo com que todos os componentes tenham uma boa condução de temperatura até o dissipador.

Nos itens abaixo são descritos os detalhes da implementação:

- Sistema de dissipação: Cada braço do conversor conta com um conjunto de dissipação composto por um dissipador e dois *fans* (Ventiladores). O dissipador adotado é da marca

Figura B.2 – Solda dos IGBT's e diodos.



Fonte: Próprio autor.

HS Dissipadores, seu modelo é o HS 15560, a resistência térmica deste dissipador é de $0,78\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ para cada $10,16\text{ cm}$. Para o projeto do sistema de dissipação de temperatura foram levadas em consideração as máximas temperaturas de junção admissíveis para os IGBT's e Diodos, que são $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $166\text{ }^{\circ}\text{C}$ respectivamente. Além disso foi considerado uma temperatura ambiente de $40\text{ }^{\circ}\text{C}$. Para operar de forma segura, foi definido como limite máximo de $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ para a temperatura de junção. As dimensões adotadas para o dissipador são, $15,5 \times 22 \times 6\text{ cm}$, resultando em uma resistência térmica de $0,36\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Foram utilizados os ventiladores ADDA AD0812HB-A76, para reduzir a resistência térmica do dissipador, desta forma foi obtido uma resistência térmica de $0,115\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Além disso, para fornecer uma boa condução térmica, entre os IGBT's e Diodos e o dissipador, optou-se pela utilização de uma interface térmica, da marca 3M *Electronic Specialty* modelo 5549S, com espessura de $0,5\text{ mm}$ e condutividade térmica de $3,5\text{ W/mK}$;

- Sistema de acionamento dos interruptores: para o acionamento dos IGBT's, foram utilizados drivers duplos, sendo que cada driver realiza o acionamento de dois interruptores, o interruptor principal e o seu respectivo complementar. O driver em questão possui o circuito integrado HCPL-316J, e conta com proteções de desaturação (*Desat*) e *Under Voltage Lock-Out protection* (UVLO), além disso, possui um sinal de *Fault status feed*

back que é enviado a placa de controle em caso de falhas. Para alimentar as placas de driver, foi projetada uma placa de alimentação dupla isolada apresentada na Figura B.3. Composta por duas fontes isoladas da marca *Mean Well*, com alimentação de entrada variável de 18 a 75 V, e saídas de +15 V e -15 V. Na placa de fonte são obtidas tensões isoladas de +15 V e -9,4 V;

Figura B.3 – Fonte isolada.



Fonte: Próprio autor.

- **Medições:** as medições das correntes da rede são realizadas com sensores de efeito hall modelo LAH-100P. Já as medidas de tensão CC e CA são realizada através do sensor de tensão projetado (ACPL-87A) como mostra a Figura B.4. Todos os sensores possuem saída em corrente, e são enviados ao microcontrolador através de cabos *flat*, o condicionamento destes sinais é realizado na placa de interface onde o microcontrolador encontra-se conectado;
- **Capacitores Barramento CC:** os capacitores do barramento CC estão divididos entre os três braços NPC, formados pela associação paralela de quatro capacitores da marca KEMET (ALC70A561DF450), sendo que cada um possui 560 μF de capacitância, com a associação dos capacitores é obtido uma capacitância de 2240 μF para cada polo do barramento CC. A associação paralela dos mesmos também ajuda na redução da ESR. Na placa do barramento CC estão posicionados dois resistores de 47 $\text{k}\Omega/20\text{ W}$, que são ligados em paralelo com o capacitor superior e inferior, com o intuito de auxiliar na equalização das tensões;

Figura B.4 – Sensor de tensão.



Fonte: Próprio autor.

- Placa de controle: a placa de controle engloba o condicionamento de A/Ds e PWM's, juntamente com a placa do microcontrolador. O microcontrolador responsável pelo controle é MKV31F512VLL12, composto por um processador ARM®Cortex®M4 de 120 MHz, compatível com instruções DSP (*Digital signal processor*), dois conversores ADC de 16 bits, quatro *timer* de 16 bits, além da unidade de ponto flutuante.