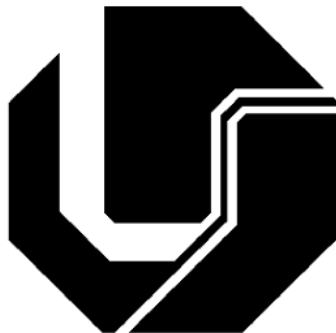


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO  
BIDIRECIONAL FONTE DE TENSÃO COM CONTROLE POR TRANSFORMADA  
DE PARK**

GUSTAVO MARTINS PRADO

Uberlândia

2019

GUSTAVO MARTINS PRADO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO  
BIDIRECIONAL FONTE DE TENSÃO COM CONTROLE POR TRANSFORMADA  
DE PARK**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

Área de concentração: Inversor trifásico aplicado a energias renováveis.

Orientador: Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Co-Orientador: Dr. Gustavo Brito de Lima

Banca Examinadora:

Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (UFU)

Dr. Gustavo Brito de Lima (UFU)

Dr. Danillo Borges Rodrigues (UFTM)

Dr. Paulo Henrique Oliveira Rezende (UFU)

Uberlândia

2019

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

---

P896p  
2019      Prado, Gustavo Martins, 1991-  
Projeto e desenvolvimento de um inversor trifásico bidirecional  
fonte de tensão com controle por transformada de Park [recurso  
eletrônico] / Gustavo Martins Prado. - 2019.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Gustavo Brito de Lima.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2019.40>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Inversores elétricos. 3. Energia - Fontes renováveis. 4. Eletrônica de potência. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976-, (Orient.). II. Lima, Gustavo Brito de, 1986-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

GUSTAVO MARTINS PRADO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO  
BIDIRECIONAL FONTE DE TENSÃO COM CONTROLE POR TRANSFORMADA  
DE PARK**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

---

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas  
Orientador

---

Prof. Dr. Gustavo Brito de Lima  
Co-orientador

---

Prof. Dr. José Rubens Macedo Júnior  
Coordenador da Pós-Graduação

Uberlândia  
2019



## **Dedicatória**

*Aos meus pais Rita e Marcelo,  
Aos meus irmãos Bruno e Gabriel,  
Aos meus avós maternos Diva e Geraldo,  
Aos meus avós paternos Acy e Sergio(+),  
À minha noiva Bárbara,  
À toda a minha família e amigos.*

## **Agradecimentos**

Agradeço primeiramente a Deus por me abençoar e me dar saúde e força para superar as dificuldades de cada dia.

Agradeço ainda aos meus pais, Rita e Marcelo, e aos meus irmãos Bruno e Gabriel que, com muito carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa de minha vida. Sem vocês eu não teria chegado até aqui.

A minha noiva Bárbara, pela paciência, amor, companheirismo e apoio em todos os momentos.

Aos meus familiares que, mesmo em pensamento, estiveram ao meu lado e deram total suporte para que esse sonho fosse realizado.

Aos professores, orientadores e colaboradores, Luiz Carlos Gomes de Freitas, Gustavo Brito de Lima e Ernane Antônio Alves Coelho, pelos conselhos, confiança e contribuição.

A todos os amigos de laboratório, muito obrigada pela convivência e pelos ensinamentos os quais levarei para sempre comigo.

A todos que direta ou indiretamente tiveram alguma colaboração em minha formação acadêmica, o meu muito obrigada.

*“Procure ser uma pessoa de valor, em vez de procurar ser uma  
pessoa de sucesso. O sucesso é consequência”*

*Albert Einstein*

## Resumo

Este trabalho apresenta a análise e o desenvolvimento experimental de uma estrutura topológica de Inversor Trifásico Bidirecional do tipo Fonte de Tensão com elevado fator de potência (FP) para aplicação em microrredes com presença de barramento de corrente contínua (CC), analisando seu desempenho na injeção de potência ativa na rede e mantendo o barramento CC estável. O sistema é composto por um filtro LCL para amenizar as componentes harmônicas.

Para analisar o comportamento da topologia, implementou-se um modelo computacional na plataforma PSIM<sup>®</sup> através do qual foi possível verificar a eficiência da estratégia de controle utilizando transformada de Park (DQ0). Para realizar sincronia da tensão e da corrente na rede foram testados dois modelos PLL: SRF-PLL e PLL monofásico com referencial fixo.

Por fim, com o intuito de corroborar com a teoria proposta, desenvolveu-se um protótipo para potência nominal de 2kW com estratégia de controle digital implementada a partir de um *DSP (Digital Signal Processor)*. Foram realizados ensaios individuais em cada uma das etapas de operação além de ensaios apresentando a transição entre os dois modos de forma a comprovar suas características de estrutura bidirecional.

**Palavras chaves:** Inversor trifásico bidirecional fonte de tensão, bidirecionalidade do fluxo de potência, fontes renováveis de energia, transformada de Park, DQ0, DSP.

## Abstract

This work presents the analysis and experimental development of a topological structure of Bidirectional Three-Phase Voltage Source Inverter with high a power factor (PF) for application in micro grids with DC bus, analyzing its performance in the injection of active power in the network and maintaining the stable DC bus. The system contains an LCL filter to decrease the harmonic components.

In order to analyze the behavior of the topology, a computational model was implemented in the PSIM<sup>®</sup> platform through which it was possible to verify the efficiency of the control strategy using Park transform (DQ0). For voltage and current synchronization, two PLL models were tested: SRF-PLL and single-phase PLL with fixed reference.

Finally, in order to corroborate with the proposed theory, a prototype was developed for nominal power of 2kW with digital control strategy implemented from a DSP (Digital Signal Processor). Individual tests were carried out in each of the operation stages, besides tests presenting the transition between the two modes in order to prove their bidirectional structure characteristics.

**Keywords:** Bidirectional three-phase inverter voltage source, bidirectionality, renewable energy sources, Park transform, DQ0, DSP.

## Lista de Ilustrações

FIGURA 2.1 - CENÁRIO DAS ENERGIAS RENOVÁVEIS NO MUNDO. ....	22
FIGURA 2.2 - MATRIZ ENERGÉTICA BRASILEIRA ENTRE 2016 E 2017.....	22
FIGURA 2.3 - DIAGRAMA DE UMA MICRORREDE. ....	24
FIGURA 2.4 - PRESENÇA DE CONVERSORES ESTÁTICOS NA MICRORREDE.....	25
FIGURA 2.5 – CONVERSORES PONTE COMPLETA (A) MONOFÁSICO E (B) TRIFÁSICO.....	27
FIGURA 3.1 - ESTRUTURA DE POTÊNCIA E CONTROLE DO SISTEMA PROPOSTO.....	32
FIGURA 3.2 – CORRENTE SENOIDAL DIVIDIDA EM SETORES.....	34
FIGURA 3.3 – INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL COM FILTRO L. ....	34
FIGURA 3.4 – REPRESENTAÇÃO VETORIAL DO SINAL DE QUADRATURA.....	37
FIGURA 3.5 – DIAGRAMA DE BLOCOS PARA IMPLEMENTAÇÃO DO SRF-PLL.....	37
FIGURA 3.6 – SIMULAÇÃO PARA TESTE DE VELOCIDADE DE RESPOSTA DO SRF-PLL.....	39
FIGURA 3.7 – FATOR DE POTÊNCIA ENTRE O SINAL DA COMPONENTE FUNDAMENTAL E A SAÍDA DO SRF-PLL.....	40
FIGURA 3.8 – FREQUÊNCIA ANGULAR DE SAÍDA DO SRF-PLL EM RELAÇÃO A CONTANTE DE TEMPO DO PI.....	40
FIGURA 3.9 – ONDA DE ENTRADA (DISTORCIDA) E RESPOSTA DO SRF-PLL COM O PI PROJETADO. ....	41
FIGURA 3.10 – DIAGRAMA DE BLOCOS PARA IMPLEMENTAÇÃO DO PLL MONOFÁSICO. ....	41
FIGURA 3.11 – SIMULAÇÃO PARA TESTE DE VELOCIDADE DE RESPOSTA DO PLL MONOFÁSICO. ....	44
FIGURA 3.12 – FATOR DE POTÊNCIA ENTRE O SINAL DA COMPONENTE FUNDAMENTAL E A SAÍDA DO PLL MONOFÁSICO. ....	45
FIGURA 3.13 – ONDAS DE ENTRADA (DISTORCIDA) E RESPOSTA DO PLL COM O PI PROJETADO.....	45
FIGURA 3.14 – ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO GRUPO. ....	46
FIGURA 3.15 – MALHA INTERNA DE CORRENTE.....	49
FIGURA 3.16 – MALHA EXTERNA DE TENSÃO.....	50
FIGURA 3.17 – CIRCUITO DE POTÊNCIA DO INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL. ....	52
FIGURA 3.18 – CIRCUITO FILTRO LCL. ....	54
FIGURA 4.1 – CIRCUITO MONTADO NO PSIM <sup>®</sup> PARA SIMULAÇÃO DO INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL.....	59
FIGURA 4.2 – RESPOSTA EM REGIME PERMANENTE DAS TENSÕES ( $V_A$ , $V_B$ , $V_C$ ) E CORRENTES DRENADAS ( $I_A$ , $I_B$ E $I_C$ ) DA REDE E DA TENSÃO NO BARRAMENTO ( $V_{BAR}$ ): (A) FASE A, (B), FASE B E (C) FASE C PARA O MODO RETIFICADOR. ....	60
FIGURA 4.3 – RESPOSTA EM REGIME PERMANENTE DAS TENSÕES ( $V_A$ , $V_B$ , $V_C$ ) E CORRENTES DRENADAS ( $I_A$ , $I_B$ E $I_C$ ) DA REDE E DA TENSÃO NO BARRAMENTO ( $V_{BAR}$ ): (A) FASE A, (B), FASE B E (C) FASE C PARA O MODO INVERSOR. ....	63
FIGURA 4.4 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DO DEGRAU DE POTÊNCIA DE 2000W PARA 800W.....	65
FIGURA 4.5 – ANÁLISE TRANSITÓRIA COMPUTACIONAL DE TROCA NOS MODOS DE OPERAÇÃO.....	66
FIGURA 4.6 – A) PROTÓTIPO DO INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL FONTE DE TENSÃO DE 2 kWp. B) FILTRO LCL. .....	67
FIGURA 4.7 – EMULADOR SOLAR UTILIZADO PARA OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS. ....	71

FIGURA 4.8 – INTERFACE DO PSIM® UTILIZADA PARA DESENVOLVIMENTO DO CÓDIGO DE CONTROLE E CONFIGURAÇÃO DO DSP TMS320F28335.....	72
FIGURA 4.9 – VERIFICAÇÃO DO SINCRONISMO ENTRE A TENSÃO DA REDE ( $V_A$ ) E A SAÍDA DO PLL MONOFÁSICO ( $V_{PLL}$ ). .....	73
FIGURA 4.10 – A) SINAL DE GATILHO DOS INTERRUPTORES $S_1$ ( $V_{GS1}$ ), $S_2$ ( $V_{GS2}$ ), $S_3$ ( $V_{GS3}$ ) E $S_4$ ( $V_{GS4}$ ) E B) SINAL DE GATILHO DOS INTERRUPTORES $S_5$ ( $V_{GS5}$ ) E $S_6$ ( $V_{GS6}$ ).....	74
FIGURA 4.11 – MODO RETIFICADOR: A) CORRENTES TRIFÁSICAS ( $I_A$ , $I_B$ E $I_C$ ). B) TENSÕES TRIFÁSICAS ( $V_A$ , $V_B$ E $V_C$ ). C) TENSÕES E CORRENTES DAS FASES A E C ( $V_A$ , $V_C$ , $I_A$ E $I_C$ ). D) TENSÃO E CORRENTE DA FASE B ( $V_B$ E $I_B$ ). E) TENSÃO NO BARAMENTO ( $V_{BAR}$ ).....	75
FIGURA 4.12 – ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE CA DE ENTRADA RETIFICANDO: A) FASE A. B) FASE B. C) FASE C.....	76
FIGURA 4.13 – MODO INVERSOR: A) CORRENTE TRIFÁSICA ( $I_A$ , $I_B$ E $I_C$ ). B) TENSÃO DA REDE TRIFÁSICA ( $V_A$ , $V_B$ E $V_C$ ). C) TENSÕES E CORRENTES FASE A E C ( $V_A$ , $V_C$ , $I_A$ E $I_C$ ). D) TENSÃO E CORRENTE FASE B ( $V_B$ E $I_B$ ). E) TENSÃO NO BARAMENTO ( $V_{BAR}$ ).....	78
FIGURA 4.14 – ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE CA DE ENTRADA INJETANDO: A) FASE A. B) FASE B. C) FASE C.....	79
FIGURA 4.15 – ANÁLISE DA BIDIRECIONALIDADE DO INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL. ....	81
FIGURA 5.1 – ESQUEMA FILTRO ATIVO.....	84

## Lista de Tabelas

TABELA 2.1 – COMPARATIVO DAS PRINCIPAIS NORMAS PARA CONEXÃO DE INVERSORES/RETIFICADORES À REDE ELÉTRICA. ....	28
TABELA 3.1 – SETORES PARA CADA SENTIDO DA CORRENTE. ....	33
TABELA 3.2 – ESPECIFICAÇÕES PARA PROJETO DO INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL .....	52
TABELA 3.3 – ESPECIFICAÇÕES DOS SEMICONDUTORES. ....	53
TABELA 3.4 – ESPECIFICAÇÕES DO FILTRO LCL .....	56
TABELA 4.1 - RESUMO DOS PARÂMETROS DO PROTÓTIPO DO INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL.....	68
TABELA 4.2 - ESPECIFICAÇÕES DO CIRCUITO DUPLO PARA ACIONAMENTO DE INTERRUPTORES SKHI 20 OPA DA SEMIKRON. ....	69
TABELA 4.3 - ESPECIFICAÇÕES DO MICROPROCESSADOR DSP TMS320F28335 DA TEXAS INSTRUMENTS® .....	70
TABELA 4.4 - ESPECIFICAÇÕES DO MÓDULO DE CONVERSÃO DOS SINAIS DA FAIXA DE 0 A 3,3 V PARA A FAIXA DE 0 A 15 V.....	70
TABELA 4.5 - ESPECIFICAÇÕES DO MÓDULO PARA AQUISIÇÃO E CONDICIONAMENTO DE SINAIS DE TENSÃO E CORRENTE.....	71



## Lista de Abreviaturas e Símbolos

A	Ampère, unidade de corrente elétrica
A/D	Analógico - Digital
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
Ang_pll	Referência de ângulo do PLL
CA	Corrente Alternada
C <sub>B</sub>	Capacitância base para cálculo do filtro
C <sub>bar</sub>	Capacitor da do barramento CC
CC	Corrente Contínua
C <sub>f</sub>	Capacitor de amortecimento do filtro
C <sub>I</sub> (s)	Função de transferência do controlador de corrente
COFINS	Contribuição para o Financiamento da Seguridade Social
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
C <sub>V</sub> (s)	Função de transferência do controlador de tensão
D <sub>1</sub>	Diodo de desvio 1 da ponte do conversor
D <sub>2</sub>	Diodo de desvio 2 da ponte do conversor
D <sub>3</sub>	Diodo de desvio 3 da ponte do conversor
D <sub>4</sub>	Diodo de desvio 4 da ponte do conversor
D <sub>5</sub>	Diodo de desvio 5 da ponte do conversor
D <sub>6</sub>	Diodo de desvio 6 da ponte do conversor
DTI	Distorção Harmônica Total de Corrente
DQ0	Coordenadas de DQ0 (Transformada de Park)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
F	Farad, unidade de capacitância
FB	<i>Full-Bridge</i>
f <sub>c</sub>	Frequência de corte do filtro do PLL
f <sub>g</sub>	Frequência da rede elétrica
FP	Fator de potência
FPG	<i>Frequency/phase-angle generator</i>
f <sub>res</sub>	Frequência ressonante
f <sub>sw</sub>	Frequência de chaveamento do sistema
GD	Geração Distribuída
GPI_PLL_M	Função de transferência do PLL monofásico
GPI_PLL_SRF	Função de transferência do PLL-SRF
GPIO	<i>General Purpose Input Output</i>
Hz	Hertz, unidade de frequência
I <sub>a</sub>	Corrente da fase A
I <sub>b</sub>	Corrente da fase B
I <sub>c</sub>	Corrente da fase C

ICMS	Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Serviços
$I_d$	Corrente no eixo direto
$I_{dref}$	Corrente de referência do eixo direto
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
$I_{max}$	Corrente de máxima no indutor L1
$I_q$	Corrente no eixo de quadratura
$I_{qref}$	Corrente de referência do eixo de quadratura
$I_{sen}$	Sinal senoidal de saída gerado pelo PLL monofásico
$k_a$	Fator de amortecimento para cálculo de L2
kHz	Kilo-Hertz, unidade de frequência
$K_{PLL\_M}$	Ação proporcional do PI do PLL monofásico
$K_{PLL\_SRF}$	Ação proporcional do PI do PLL-SRF
kW	Kilo-Watt, unidade de potência ativa
kWp	Kilo-Watt-Pico, unidade de potência
$L_1$	Indutor lado inversor do filtro
$L_2$	Indutor lado rede do filtro
LCL	Filtro indutivo-capacitivo-indutivo
LF	<i>Loop filter</i>
mH	Milli-Henry, unidade de indutância
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NUPEP	Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência
PD	<i>Phase detector</i>
PI	Proporcional Integral, controlador
$P_{in}$	Potência de entrada do conversor (Lado CC)
PIS	Programa de Integração Social
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
$P_n$	Potência nominal do conversor
$P_o$	Potência de saída do conversor (Lado CA)
PR	Proporcional Ressonante, controlador
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
rad/s	Radianos por segundo, unidade de frequência angular
REN	Resolução Normativa
$R_f$	Resistencia de amortecimento do filtro
s	Segundo, unidade de tempo
$S_1$	Interruptor 1 da ponte da ponte do conversor
$S_2$	Interruptor 2 da ponte da ponte do conversor
$S_3$	Interruptor 3 da ponte da ponte do conversor
$S_4$	Interruptor 4 da ponte da ponte do conversor

$S_5$	Interruptor 5 da ponte da ponte do conversor
$S_6$	Interruptor 6 da ponte da ponte do conversor
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SGC	Sistema de Geração Centralizada
SGD	Sistema de Geração Distribuída
<i>SRF</i>	<i>Synchronous Reference Frame</i>
$T_{PI\_PLL\_M}$	Ação integral do PI do PLL monofásico
$T_{PI\_PLL\_SRF}$	Ação integral do PI do PLL-SRF
UF	<i>Ultra Fast</i>
$\mu F$	Micro-Farad, unidade de capacitância
V	Volt, unidade de tensão elétrica
$V_a$	Tensão da fase A
$V_{ADS}$	Tensão com distorção
$V_b$	Tensão da fase B
$V_{bar}$	Tensão do barramento CC
$V_c$	Tensão da fase C
$V_{CC}$	Saída do controlador do PLL monofásico
$V_{coss}$	Sinal cossenoidal de saída gerado pelo PLL monofásico
$V_d$	Tensão no eixo direto
$V_{DS}$	Amplitude da forma de onda do tipo dente de serra
$V_g$	Tensão de entrada do sistema
$V_{GS1}$	Pulsos na chave 1 da ponte do conversor
$V_{GS2}$	Pulsos na chave 2 da ponte do conversor
$V_{GS3}$	Pulsos na chave 3 da ponte do conversor
$V_{GS4}$	Pulsos na chave 4 da ponte do conversor
$V_{GS5}$	Pulsos na chave do conversor CC-CC SEPIC
$V_{GS6}$	Pulsos na chave do conversor CC-CC Boost
$V_P$	Volt-Pico, unidade de tensão elétrica
$V_{PLL}$	Onda experimental de saída do PLL
$V_q$	Tensão no eixo de quadratura
$V_{RMS}$	Volt RMS, unidade de tensão elétrica eficaz
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
W	Watt, unidade de potência ativa
$W/m^2$	Watt-por-metro-quadrado, unidade de irradiação solar
Wp	Watt-Pico, unidade de potência gerada por módulos fotovoltaicos
$Z_b$	Impedância base para cálculo do filtro
$Z_{rede}$	Impedância da rede
$\alpha\beta$	Coordenadas de $\alpha\beta$ (Transformada de Clark)
$\Delta i_{L_{max}}$	Ripple de corrente máximo no indutor L1
$\theta$	Ângulo de referência para transformada DQ0
$\Omega$	Ohm, unidade de resistência elétrica

$\omega_G$	Frequência angular da rede elétrica
$\omega_{\text{res}}$	Frequência angular ressonante
$\omega_{\text{sw}}$	Frequência angular de chaveamento do sistema

## Sumário

<b>Capítulo 1 – Introdução Geral .....</b>	<b>18</b>
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	18
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	19
<b>Capítulo 2 - Estado da arte .....</b>	<b>21</b>
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	21
2.2 CENÁRIO DAS ENERGIAS RENOVÁVEIS NO BRASIL E NO MUNDO .....	21
2.3 MICRORREDES .....	23
2.4 CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA.....	25
2.4.1 CONVERSORES BIDIRECIONAIS.....	26
2.5 INVERSORES PONTE COMPLETA .....	26
2.6 NORMATIZAÇÕES NACIONAIS E INTERNACIONAIS PARA CONEXÃO DE INVERSORES À REDE ELÉTRICA .....	28
2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	29
<b>Capítulo 3 – Inversor Trifásico Bidirecional .....</b>	<b>31</b>
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	31
3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL .....	33
3.2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	33
3.3 PHASE LOCKED LOOP (PLL).....	36
3.3.1 SRF - PLL (TRANSFORMADA DE PARK) .....	36
3.3.2 PLL MONOFÁSICO COM REFERENCIAL FIXO.....	41
3.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO INVERSOR .....	46
3.4.1 TRANSFORMADA DE PARK (DQ0) .....	47
3.4.2 SISTEMA DE CONTROLE DE CORRENTE .....	48
3.4.3 SISTEMA DE CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC.....	49
3.4.4 PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE CORRENTE .....	50
3.4.5 PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO.....	51
3.5 DIMENSIONAMENTO E ESPECIFICAÇÃO DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA.....	51
3.5.1 INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL .....	51
3.5.2 DETERMINAÇÃO DOS SEMICONDUTORES.....	52
3.5.3 PROJETO CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO ( $C_{BAR}$ ).....	53
3.5.4 PROJETO FILTRO LCL.....	54
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	57
<b>Capítulo 4 – Resultados de Simulação Computacional e Experimentais .....</b>	<b>58</b>

4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	58
4.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL .....	58
4.2.1	<i>ANÁLISE DA RESPOSTA DE CONTROLE: MODO RETIFICADOR</i> .....	60
4.2.2	<i>ANÁLISE DA RESPOSTA DE CONTROLE: MODO INVERSOR</i> .....	62
4.2.3	<i>ANÁLISE DA RESPOSTA TRANSITÓRIA ENTRE OS MODOS DE OPERAÇÃO</i> .....	65
4.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	67
4.3.1	<i>ASPECTOS DE CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO DO INVERSOR TRIFÁSICO</i> .....	67
4.3.2	<i>VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO PLL E PULSOS DE GATILHO</i> .....	72
4.3.3	<i>ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MODO RETIFICADOR</i> .....	74
4.3.4	<i>ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MODO INVERSOR</i> .....	77
4.3.5	<i>ANÁLISE EXPERIMENTAL DA AÇÃO BIDIRECIONAL</i> .....	81
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	82
<b>Capítulo 5 – Conclusões gerais e desdobramentos da pesquisa .....</b>		<b>83</b>
<b>Referências .....</b>		<b>85</b>
<b>Apêndice A – Código embarcado no DSP TMS320F28335 em linguagem C .....</b>		<b>Erro!</b>
Indicador não definido.		
<b>Apêndice B – Código de cálculo da Distorção Harmônica Individual e Total de Corrente por meio do Matlab De Acordo com a Norma IEC 61000-3-2 .....</b>		<b>88</b>
<b>Apêndice C – Código de cálculo da Distorção Harmônica Individual e Total de Corrente por meio do Matlab De Acordo com a Norma IEEE 1547 .....</b>		<b>90</b>

## CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL

### 1.1 Considerações iniciais

Os sistemas de geração centralizada (SGC) ainda constituem o pilar do setor elétrico da maioria dos países no mundo. Entretanto, desde a crise energética mundial que marcou os anos 70, esses sistemas têm sido fortemente questionados.

A fim de solucionar problemas inerentes a essa forma de geração como as interrupções do fornecimento de energia elétrica, as perdas na transmissão e distribuição e a falta de redundância, pesquisas têm sido desenvolvidas e em geral apontam para os sistemas de geração distribuída (SGD) como uma solução bastante plausível (SOLANO, 2015).

Os sistemas de geração distribuída baseiam-se nos conceitos estabelecidos em torno de 1882 por Tomas Edison, quem defendia veementemente a utilização de pequenas centrais geradoras próximas aos locais de consumo. Aliado a esses conceitos e mediante ao apelo ecológico e busca de uma geração sustentável de energia trazidos pelo protocolo de Kyoto na década de 90, a aplicação de fontes renováveis de energia nessas centrais geradoras mostra-se como um cenário muito favorável.

A partir disso, com o constante desenvolvimento das formas de geração limpa de energia (como os sistemas fotovoltaicos, sistemas eólicos, células a combustível, entre outros) surgiu a necessidade da criação de uma estrutura que unificasse o sistema de geração, as cargas CC (corrente contínua), os sistemas de armazenamento de energia (como por exemplo bancos de baterias), a automação/controle do sistema e a conexão à rede elétrica em corrente alternada (CA) atual. Essa estrutura é denominada por microrrede (do inglês *microgrid*).

A microrredes são divididas em dois grupos: o primeiro consiste nos sistemas interligados à rede elétrica (sistemas *on grid*) e o segundo nos sistemas isolados (sistemas *off grid*). Em ambas as aplicações tem-se a presença dos denominados conversores estáticos trabalhando como uma interface entre as fontes renováveis de energia e o barramento CC (conversores do tipo CC-CC) ou ainda, no caso dos sistemas *on grid*, como uma interface entre esse barramento e a rede elétrica (conversores CC-CA) (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

A Eletrônica de Potência é ciência que tem como objetivo estudar esses conversores de forma que sejam desenvolvidas estruturas de maior eficiência e menores custos, volume e peso. Para a aplicação em microrredes conectadas à rede, foco principal dessa pesquisa, os conversores do tipo fontes de tensão são os mais utilizados. Essas topologias de conversores CC-CA, também

denominadas inversores, possuem a capacidade de trabalhar de forma bidirecional, o que é bastante conveniente quando se opera com fontes intermitentes como é o caso da energia solar e da eólica.

Através dessa característica, durante o período em que há geração de energia superior à demanda de potência da microrrede, o conversor irá realizar a injeção do excedente de potência ativa na rede elétrica seguindo as normatizações nacionais e internacionais de qualidade de energia elétrica. Entretanto, caso ocorra o contrário e a energia gerada pelas fontes seja inferior à demanda do sistema, o conversor drena da rede a energia necessária para atender o barramento CC e as cargas nele conectadas.

Ou seja, esses dispositivos são capazes de transformar a energia de um sistema CC para um sistema CA ou de um sistema CA para um sistema CC sendo que essa operação ocorre a partir do acionamento dos interruptores de potência presentes na estrutura do inversor. Esse acionamento segue técnicas de chaveamento específicas de forma a obter perdas mínimas em ambos processos de conversão. Dentre as técnicas mais aplicadas está a modulação por largura de pulso ou PWM – *Pulse Width Modulation*.

Deste modo, a pesquisa aqui presente propõe o desenvolvimento de um sistema de um Inversor Trifásico Bidirecional Fonte de Tensão com Controle por Transformada de Park aplicado em microrredes com avaliação de todos os aspectos práticos e teóricos de projeto, construção e análise de resultados do sistema. Com o objetivo de comprovar as teorias propostas ao longo do documento, são apresentados resultados experimentais de sua ação retificadora, inversora e bidirecional, sendo construído um protótipo para tal fim.

A técnica de controle escolhida foi implementada através do controlador digital da *Texas Instruments*® DSP TMS320F28335 no qual foi embarcado o algoritmo da estratégia de controle que permite a estrutura operar de forma bidirecional visando garantir a injeção/retificação de corrente na rede elétrica e regulação da tensão do barramento de corrente contínua em ambos modos de operação.

## 1.2 Estrutura da dissertação

Para apresentar todos os temas desenvolvidos teoricamente e também através de testes práticos, dividiu-se o documento da referida pesquisa em cinco capítulos. O primeiro se trata do capítulo introdutório que é responsável por resumir o contexto teórico de aplicação do trabalho e ainda apresentar os objetivos gerais da pesquisa.



No Capítulo 2 tem-se o estado da arte. Através dele é possível compreender a situação das energias renováveis no Brasil e no mundo e enxergar o papel que elas exercerão no futuro. Ainda nesse capítulo apresenta-se a inserção da geração renovável de energia no contexto de microrredes com o uso de conversores estáticos bidirecionais além das normatizações que regem a conexão dessas estruturas à concessionária de energia.

No Capítulo 3 é apresentada a topologia em estudo contemplando os circuitos de potência e de controle. Inicialmente são descritas suas etapas de operação e a técnica de chaveamento aplicada. Posteriormente, são relatadas as duas estruturas de PLL (*Phase Locked Loop*) testadas e ainda detalhada a estratégia de controle única aplicada para ambas as opções de operação do conversor bidirecional: atuação como retificador ponte completa ou como inversor ponte completa. Além disso, tem-se ainda os critérios de projeto dos elementos passivos da estrutura.

No Capítulo 4 são validados os resultados de simulação computacional realizados pelo *software* PSIM® e os resultados práticos que foram extraídos através da confecção de um protótipo de potência nominal de 2kW. Dessa maneira torne-se possível comparar os dados esperados e os alcançados pelos ensaios com o protótipo. Avalia-se a capacidade do conversor de atuar de forma bidirecional sendo capaz de drenar/injetar uma corrente de baixo conteúdo harmônico e ainda manter a tensão do barramento CC constante independentemente da etapa de funcionamento.

No Capítulo 5 são apresentadas as principais conclusões a respeito do trabalho bem como algumas sugestões para continuidade e novas aplicações da pesquisa. Em seguida, tem-se as referências utilizadas e os apêndices relevantes que complementam a leitura do texto principal.

## CAPÍTULO 2 - ESTADO DA ARTE

### 2.1 Considerações iniciais

Este capítulo aborda o cenário das energias renováveis no Brasil e no mundo dando destaque à geração solar fotovoltaica e à geração eólica. Inicialmente é feita uma introdução acerca dessas energias e a seguir destaca-se o conceito de microrrede como uma forma de aplicação dessas fontes no contexto de um sistema elétrico de geração distribuída. Posteriormente disserta-se sobre as principais interfaces de eletrônica de potência presentes nessas microrredes: os inversores ponte completa trifásicos. São apresentadas as características de potência e de controle desses conversores e, por fim, expõem-se as normas vigentes relacionadas à conexão dos mesmos à rede elétrica.

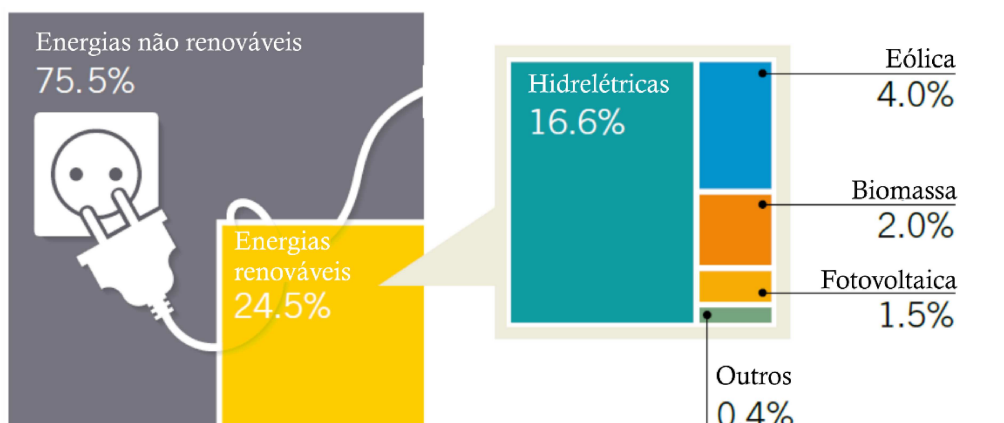
### 2.2 Cenário das energias renováveis no Brasil e no mundo

Em todo o mundo, o sistema convencional de geração de energia elétrica enfrenta problemas devido ao esgotamento gradual dos recursos advindos dos combustíveis fósseis, à baixa eficiência energética e principalmente às elevadas taxas de poluição ambiental e consequente crescimento dos índices relacionados ao aquecimento global.

Entretanto, na medida em que surgem esses impasses, surge também uma nova tendência no que tange a geração elétrica com massiva utilização das fontes renováveis de energia: o sistema de geração distribuída. O sistema de geração distribuída, também conhecido pela sigla GD, caracteriza-se pela geração de energia próxima às cargas mantendo os níveis de tensão de distribuição através da utilização de fontes não convencionais como o gás natural, o biogás, a célula combustível, a energia fotovoltaica e a energia eólica.

Dessa forma, desde os anos 2000, a utilização de fontes limpas cresce gradativamente e lentamente substitui os combustíveis fósseis. Como mostra a Figura 2.1, no ano de 2016, as fontes renováveis de energia representaram 24,5% da geração global, 5% a mais se comparado ao ano de 2015 (REN21, 2017). Ainda observando a figura, destaca-se a expressiva participação das energias provenientes do vento (4%) e da radiação solar (1,5%). Essa participação é justificada não somente pelos fatos apontados anteriormente mas também pelo potencial de geração, pela eficiência e principalmente pela queda no preço por kW gerado por essas duas alternativas.

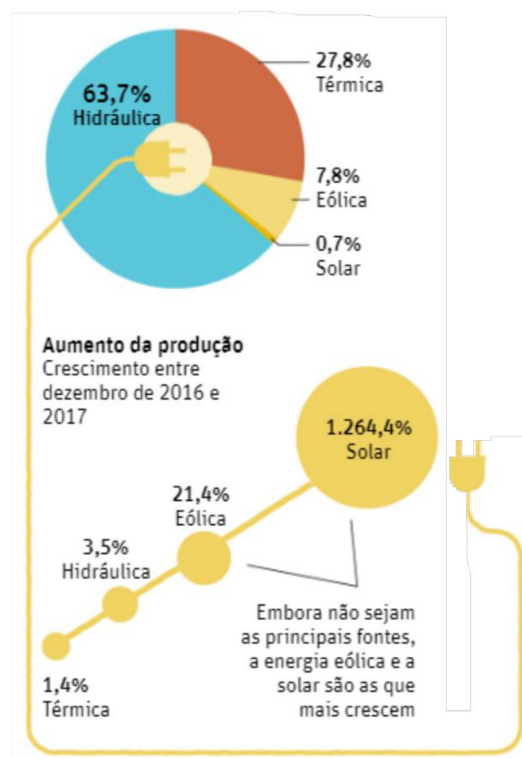
Figura 2.1 - Cenário das energias renováveis no mundo.



Fonte: (REN21, 2017).

Nesse cenário, o Brasil sai na frente no que tange potencial energético; os índices de irradiação solar e de ventos, ambos mensurados em  $W/m^2$ , favorecem investimentos em geração eólica e fotovoltaica no país. A Figura 2.2 mostra a matriz energética nacional entre os anos de 2016 e 2017. Nota-se que, apesar de não serem as principais fontes de energia da matriz, elas são as que mais crescem no país sendo que a geração eólica apresentou um aumento de 21,4% e a solar de impressionantes 1264,4%.

Figura 2.2 - Matriz energética brasileira entre 2016 e 2017.



Fonte: (ALVAREZ, 2018).

Fazendo uma análise comparativa entre os valores de irradiação solar do Brasil e os da Alemanha, líder mundial em produção de energia fotovoltaica, por exemplo, o rendimento da produção de energia (em kWh) de uma usina igualmente instalada nos dois países seria duas vezes maior no Brasil (ABSOLAR, 2018).

Já em relação à energia eólica, que está presente no país há mais tempo (desde 2009), tem-se uma participação de quase 8% na matriz energética brasileira como mostra a Figura 2.2. Além disso, o Brasil está entre os dez países com maior parque gerador eólico e entre os cinco que mais investem nessa fonte atualmente com destaque para a região Nordeste que chega a ser abastecida com 60% através dos ventos (ABEEÓLICA, 2018).

Ou seja, devido às condições naturais favoráveis, o Brasil tende a ser pioneiro e depende basicamente de incentivos governamentais e da consciência socioeconômica da população para atingir as metas de geração de energia limpa estabelecidas pelos órgãos responsáveis.

### 2.3 Microrredes

Caso o consumo de energia da sociedade mundial continue com a tendência atual, no ano de 2040 ele será 69% maior do que o observado no ano de 2015 (EIA, 2018). Com isso, o grande desafio é garantir formas de atender essa crescente demanda de maneira sustentável, com alta disponibilidade de energia e ainda com alta eficiência e qualidade.

Nesse contexto, a modernização da infraestrutura e da operação do sistema elétrico de potência (SEP) é tratada como a principal iniciativa a ser adotada para assegurar uma maior conservação da energia, uma matriz energética cada vez mais renovável e um sistema resistente a falhas. Atualmente, a estrutura do sistema elétrico mundial como um todo baseia-se na geração concentrada em grandes usinas (geração centralizada) que estão normalmente localizadas em pontos distantes dos centros consumidores e possuem um fluxo unidirecional de energia, o que é totalmente desfavorável aos usuários.

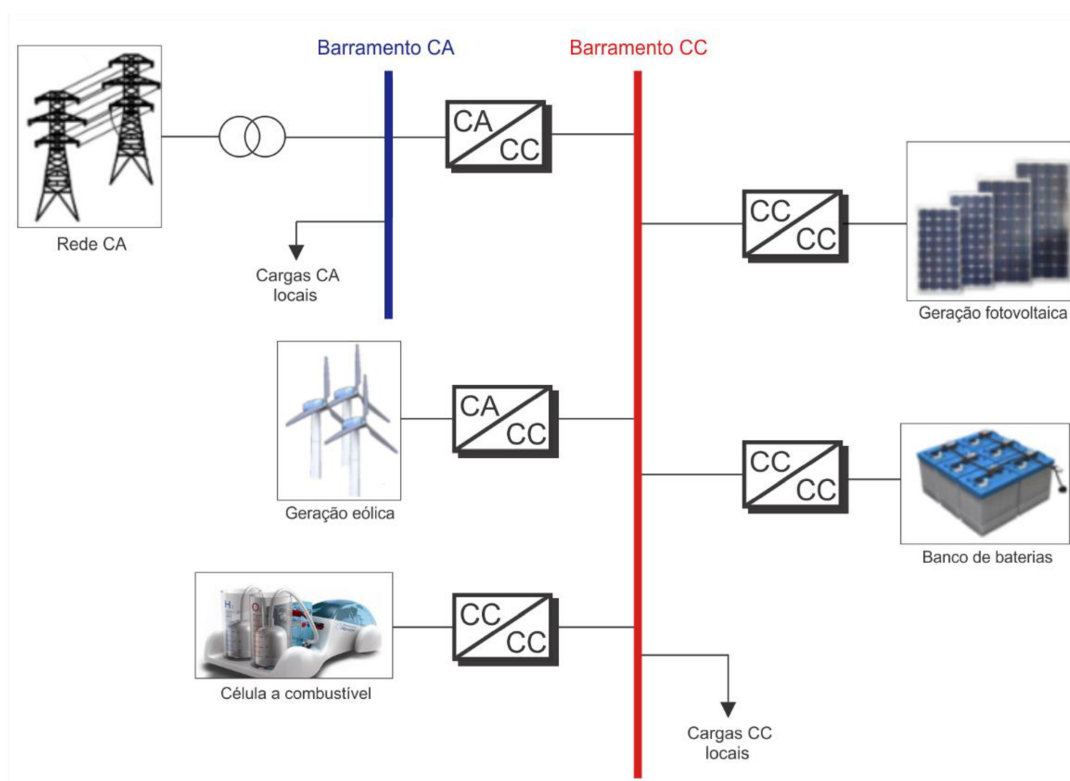
Dessa maneira, uma arquitetura de rede elétrica denominada *Smart Grid* baseada na incorporação de elementos de medição e de automação inteligentes aliados à geração descentralizada de energia traz propostas inovadoras afim de transformar totalmente a estrutura desse sistema desde a geração até os consumidores finais (BAYOD-RÚJULA, 2009). Nesse cenário, mediante o uso de energias renováveis, o consumidor gera, consome e vende energia permitindo ainda uma recuperação rápida e automática da rede em caso de problemas que poderiam resultar em apagões, compondo o que é chamado de *microgrid* ou microrrede.

As microrredes são sistemas de distribuição de energia independentes que possuem unidades de geração locais baseadas em fontes limpas e unidades de armazenamento de energia. Elas podem

operar de forma ilhada utilizando apenas recursos locais (sistemas *off grid*) ou ainda conectadas à rede elétrica das concessionárias de energia (sistemas *on grid*).

O sistemas *on grid* possuem como principal vantagem a possibilidade de intercâmbio de energia entre a microrrede e a concessionária através de um gerenciador local. Esses sistemas mostram-se cada vez mais atrativos graças ao seu custo/benefício e aos incentivos criados pelas agências regulamentadoras no que diz respeito à facilidade de conexão do consumidor à rede. Na Figura 2.3 tem-se um diagrama exemplificativo de uma microrrede conectada à rede.

Figura 2.3 - Diagrama de uma microrrede.



Fonte: (Elaboração do autor com base em (OLIVEIRA, 2016)).

Ainda observando a figura acima, verifica-se a presença de um barramento de corrente contínua como interface entre as fontes de geração alternativa e a rede elétrica. Com isso, assim como ocorreu há mais de cem anos quando Thomas Edison e Nikola Tesla discutiram sobre as vantagens e desvantagens da utilização das correntes alternada (CA) e contínua (CC), tem-se analisado novamente essas duas alternativas.

Como a principal forma de transmissão de energia é composta por corrente alternada, para que ocorra a integração da microrrede CC na rede de transmissão atual tem-se a necessidade da

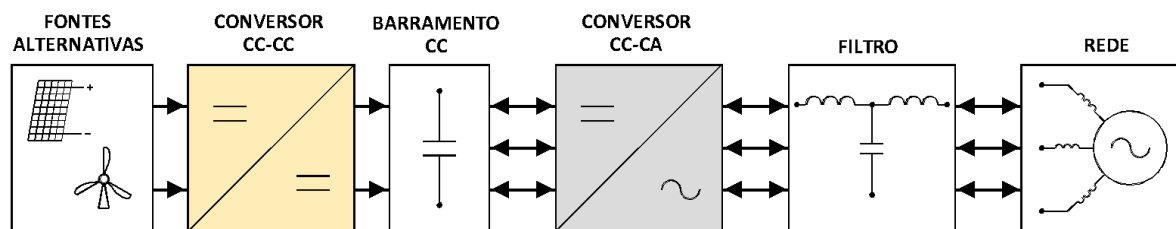
utilização de conversores de potência trabalhando como uma interface entre a rede elétrica CA e o barramento CC.

## 2.4 Conversores estáticos de potência

A evolução dos conversores estáticos de potência ocorreu graças aos estudos de Eletrônica de Potência. Esses estudos levaram ao surgimento de novas tecnologias de interruptores e de novas formas de controle além da criação de inovadoras topologias que têm sido gradativamente aplicadas aos sistemas de geração distribuída de forma a obter estruturas com elevada eficiência (FERREIRA, 2015).

No âmbito das microrredes, os conversores estáticos são utilizados tanto como interfaces de extração da máxima potência das fontes alternativas (conversor CC-CC) quanto com o objetivo de controlar o fluxo de potência entre as fontes de geração distribuída de energia, o barramento de corrente contínua e a rede elétrica (conversor CC-CA). A Figura 2.4 mostra a representação do sistema com destaque para os dois modos de aplicação desses conversores como citados anteriormente.

Figura 2.4 - Presença de conversores estáticos na microrrede.



Fonte: (Elaboração do autor).

O conversor CC-CC é responsável pelo gerenciamento da fonte primária através do processamento da energia gerada pela mesma e consequente fornecimento de um barramento CC intermediário. Além disso, com o uso de técnicas de busca do ponto de máxima potência, garante maior eficiência na extração da energia dessas fontes.

Já a conversão CC-CA é realizada mediante um conversor também chamado de inversor conectado a um filtro de saída (comumente do tipo LCL, como ilustra a Figura 2.4). Essa estrutura trabalha com o intuito de controlar a forma de onda da corrente injetada na rede elétrica a partir da estabilização do barramento CC de entrada. Entretanto, caso a microrrede possua cargas com demanda superior à capacidade das fontes alternativas, a tensão do barramento tende a cair. Nessa situação, tem-se a necessidade de realizar a compensação energética por meio da rede elétrica.

Para que essa compensação seja efetuada, o conversor CC-CA passa a trabalhar como um retificador, efetuando a conversão de energia CA da rede elétrica em CC para manter a tensão constante no barramento. Ou seja, essas estruturas possuem a capacidade de trabalhar de forma bidirecional executando uma transição suave entre os modos de retificação e inversão de acordo com a necessidade do sistema através do constante monitoramento da tensão no barramento.

#### 2.4.1 Conversores bidirecionais

Além de serem capazes de trabalhar de forma bidirecional, os inversores também devem possuir algumas características que garantam maior eficiência e confiabilidade do sistema. Para isso, esses conversores devem: 1) fornecer uma tensão alternada de qualidade e em conformidade com as normas vigentes (detalhadas mais a seguir); 2) possuir saída independente das alterações presentes no *link* CC causadas pela intermitência das fontes alternativas de energia e ainda 3) deter imunidade às possíveis distorções da rede CA (mudanças na tensão e, em menor escala, da frequência).

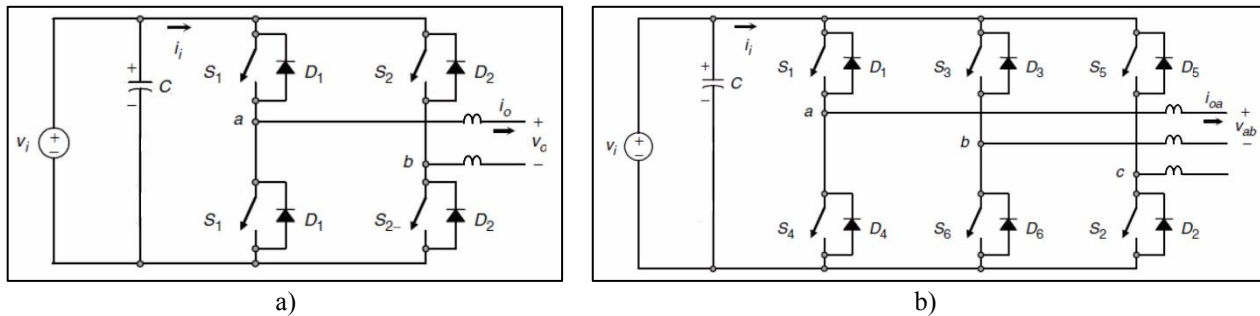
Existem na literatura diversas topologias de conversores que atendem aos requisitos acima (BLAABJERG, 2006; XUE, CHANG, KJAER, BORDONAU e SHIMIZU 2004; PIRES, 2016). Essas topologias são classificadas conforme o número de fases, a utilização dos dispositivos semicondutores de potência e os princípios de comutação (AHMED, 2000). Além disso, classificam-se também de acordo com a forma de onda de saída, sendo denominados inversores do tipo fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) ou do tipo fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverter*).

Dentre as topologias existentes, levando em consideração a aplicação em microrredes, a complexidade da estrutura, seu volume e peso e o rendimento do sistema, nota-se que a família de conversores fonte de tensão em ponte H (*H-bridge*) ou ponte completa (FB – *full-bridge*) mostra-se como uma das mais versáteis e vantajosas.

### 2.5 Inversores ponte completa

A ponte H é composta por quatro chaves (no caso da topologia monofásica) ou seis chaves (no caso da topologia trifásica). Cada chave possui um transistor de potência e um diodo de roda livre para fornecer fluxo de corrente bidirecional. A Figura 2.5 ilustra o conversor ponte completa monofásico em (a) e trifásico em (b). Como a topologia trifásica atende potências de maior amplitude e por possuir aplicação mais flexível, tem-se essa opção como o principal foco do presente trabalho.

Figura 2.5 – Conversores ponte completa (a) monofásico e (b) trifásico



Fonte: (Elaboração do autor com base em livro (RASHID, 1999).

Em relação à modulação, têm-se várias técnicas já desenvolvidas na literatura que são possíveis de serem empregadas no arranjo exposto acima. A escolha da técnica de modulação possui grande impacto não apenas na qualidade da corrente mas também no projeto do conversor e de seu filtro. A técnica mais utilizada é a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*). Essa técnica se baseia na variação da razão cíclica das chaves do conversor a uma alta frequência de comutação de forma a se obter uma tensão ou corrente de saída média a uma baixa frequência (HOLMES e LIPO, 2003).

Destaca-se ainda que topologias do tipo VSI exigem ainda elementos passivos nos lados CC e CA como demonstrado na Figura 2.5. Esses elementos possuem tanto função de armazenagem de energia como de filtragem. A energia armazenada no estágio passivo CA gira em torno de 5% da energia total da estrutura, de forma que o capacitor torna-se o principal elemento de armazenamento. Esse capacitor é carregado até um valor de tensão determinado assegurando que o inversor fonte de tensão seja capaz de controlar a corrente CA por meio do chaveamento. Em seguida, através do controle dessa corrente, o VSI pode alterar e controlar o valor da tensão CC sob esse capacitor. Assim, a ação de filtragem que é necessária devido à ação do PWM é feita em ambos os lados – os elementos passivos carregam-se e descarregam-se durante o período de comutação suavizando as correntes CA e a tensão CC (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

É importante salientar ainda que, para o elemento passivo do lado de conexão à rede, uma configuração do tipo LCL se torna bastante conveniente pelo fato do tamanho dos indutores ser reduzido em comparação a um filtro de primeira ordem (exemplificado na Figura 2.5). Além disso, a atenuação das componentes harmônicas torna-se mais efetiva, aumentando a qualidade da corrente que circula pelo sistema (REZNIK, SIMÕES, AL-DURRA e MUYEEN, 2014).

Por fim, em se tratando da estratégia de controle aplicada ao sistema, pode-se dizer que tradicionalmente ela é dividida em dois *loops* ou malhas em cascata: uma malha interna rápida de corrente, que regula a corrente da rede, e uma malha externa de tensão lenta que controla a tensão no



barramento CC. Nas aplicações trifásicas, têm-se ainda a possibilidade de trabalho com referencial síncrono (transformada abc-dq0) ou estacionário (transformada abc- $\alpha\beta$ ). No caso do controle dq as formas de onda de tensão e corrente são transformadas em referências que giram em sincronia com a tensão da rede. Dessa forma, as variáveis de controle se tornam valores CC, tornando assim as ações de filtragem e controle mais simples.

## 2.6 Normatizações nacionais e internacionais para conexão de inversores à rede elétrica

As conversões CC-CA/CA-CC devem ser realizadas para atender objetivos e requerimentos específicos de acordo com o modo de operação. No caso da operação conectada à rede elétrica, foco do presente trabalho, as correntes injetada e drenada pela estrutura devem atender à limites específicos estabelecidos por normatizações internacionais e nacionais.

A Tabela 2.1 traz um resumo das normas aplicadas para interface dos inversores bidirecionais com a rede de distribuição. Em relação às normas referentes à injeção de potência ativa na rede, destacam-se as normas NBR 16149, IEEE 1547 e IEC 61727 e em relação à operação de retificação tem-se a IEC 61000-3-2.

Tabela 2.1– Comparativo das principais normas para conexão de inversores/retificadores à rede elétrica.

Parâmetro	NBR 16149 (ABNT, 2013)	IEEE 1547 (IEEE, 2008)	IEC 61727 (IEC, 2002)	IEC 61000-3-2 (IEC, 1998)
Potência Nominal	Não há especificação	10 MVA	10 kW	3,7 kW
(Ordem harmônica) Limites de corrente harmônica individual em relação à fundamental	(2-10) 4,0%	(2-10) 4,0%		(3) 2,3 A ou 14,4%
	(11-16) 2,0%	(11-16) 2,0%	(3-9) 4,0%	(5) 1,14 A ou 7,1%
	(17-22) 1,5%	(17-22) 1,5%	(11-15) 2,0%	(7) 0,77 A ou 4,8%
	(23-34) 0,6%	(23-34) 0,6%	(15-21) 1,5%	(9) 0,4 A ou 2,5%
		(> 35) 0,3%	(23-33) 0,6%	(11) 0,33 A ou 2,1%
				(13) 0,21 A ou 1,3%
Máxima Distorção Harmônica Total de Corrente	5,0%	5,0%	5,0%	(15-39) 2,25 / h
Fator de Potência	> 0,98	> 0,94	> 0,9	Não há especificação

Injeção de corrente CC	Menor que 0,5% da corrente de saída	Menor que 0,5% da corrente de saída	Menor que 1,0% da corrente de saída	< 0,22 A – Correspondente a 50 W de um retificador de meia onda.
Limites de tensão em operação normal	78% a 112% (99 V – 142,2 V)	88% a 110% (97 V – 121 V)	85% a 110% (196 V – 253 V)	Não há especificação
Limites de frequência em operação normal	59,95 a 60,05 Hz	59,3 a 60,5 Hz	59,0 a 61,0 Hz	Não há especificação

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

No Brasil, além da ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas), responsável pela NBR 16149 detalhada acima, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) promulgou em 2012 uma resolução normativa responsável por estabelecer condições gerais para “o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica”, conhecida como REN 482.

A partir dessa data, foi dada permissão ao consumidor brasileiro para gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis de energia ou cogeração qualificada e ainda fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade (ANEEL, 2018). Três anos depois, com o objetivo de reduzir os custos e tempo de conexão à rede e ainda aprimorar certos critérios da REN 482/12, a ANEEL publicou a REN 687/15.

Além das vantagens expressas na resolução antiga, a REN 687 definiu potências limite para micro e minigeração, ajustou os prazos para utilização dos créditos adquiridos pela injeção de energia na rede sendo que os mesmos podem agora ser utilizados em unidade consumidoras de diferentes localidades de uma mesma distribuidora (desde que estejam registradas sobre mesmo CPF ou CNPJ) e tornou extinta a cobrança de ICMS e PIS/COFINS sobre a energia injetada na rede pelo consumidor.

## 2.7 Considerações finais

Ente capítulo mostrou primeiramente o panorama do setor elétrico brasileiro e do mundo, dando um enfoque ao aumento das energias renováveis, além de apresentar o conceito de geração distribuída e microrredes.

Neste contexto, foi apresentado uma visão geral dos conversores estáticos de potência, principalmente sobre os conversores CA-CC, com potencial para aplicações em microrredes, particularmente no que tange a capacidade de promover a regulação da tensão do barramento CC tanto a partir da energia proveniente de conversores CC como a partir da energia fornecida pela rede

CA de alimentação, havendo para esta última, a preocupação com a imposição de correntes com baixo conteúdo harmônico.

Na sequência foi discutido sobre as normas aplicadas para interface dos inversores bidirecionais com a rede de distribuição, tanto na injeção de potência ativa quanto na operação de retificação.

## CAPÍTULO 3 – INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL

### 3.1 Considerações iniciais

A estrutura proposta e o diagrama esquemático simplificado da estratégia de controle da mesma são apresentados na Figura 3.1. A geração de energia alternativa bem como a interface CC-CC de entrada responsável pelo rastreamento da máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) não serão detalhados neste trabalho por não consistirem no foco do mesmo. Entretanto, como já citado do capítulo 1, tomando como exemplo as fontes mais difundidas no Brasil, a geração renovável de energia conectada ao barramento pode provir das gerações fotovoltaica ou eólica.

O conteúdo em evidência na Figura 3.1 corresponde ao Inversor Trifásico Bidirecional Fonte de Tensão. Através desse arranjo, é possível atender a duas etapas de operação. No momento em que a energia demandada pelo barramento CC ( $C_{bar}$ ) possuir um valor inferior à energia gerada pela fonte intermitente (conectada ao mesmo), tem-se um excedente de potência nesse barramento. Esse excedente deve ser injetado na rede elétrica por meio da potência ativa e deve obedecer às exigências de qualidade determinadas pela norma internacional IEEE 1547. No caso dessa operação, tem-se a etapa denominada por modo inversor.

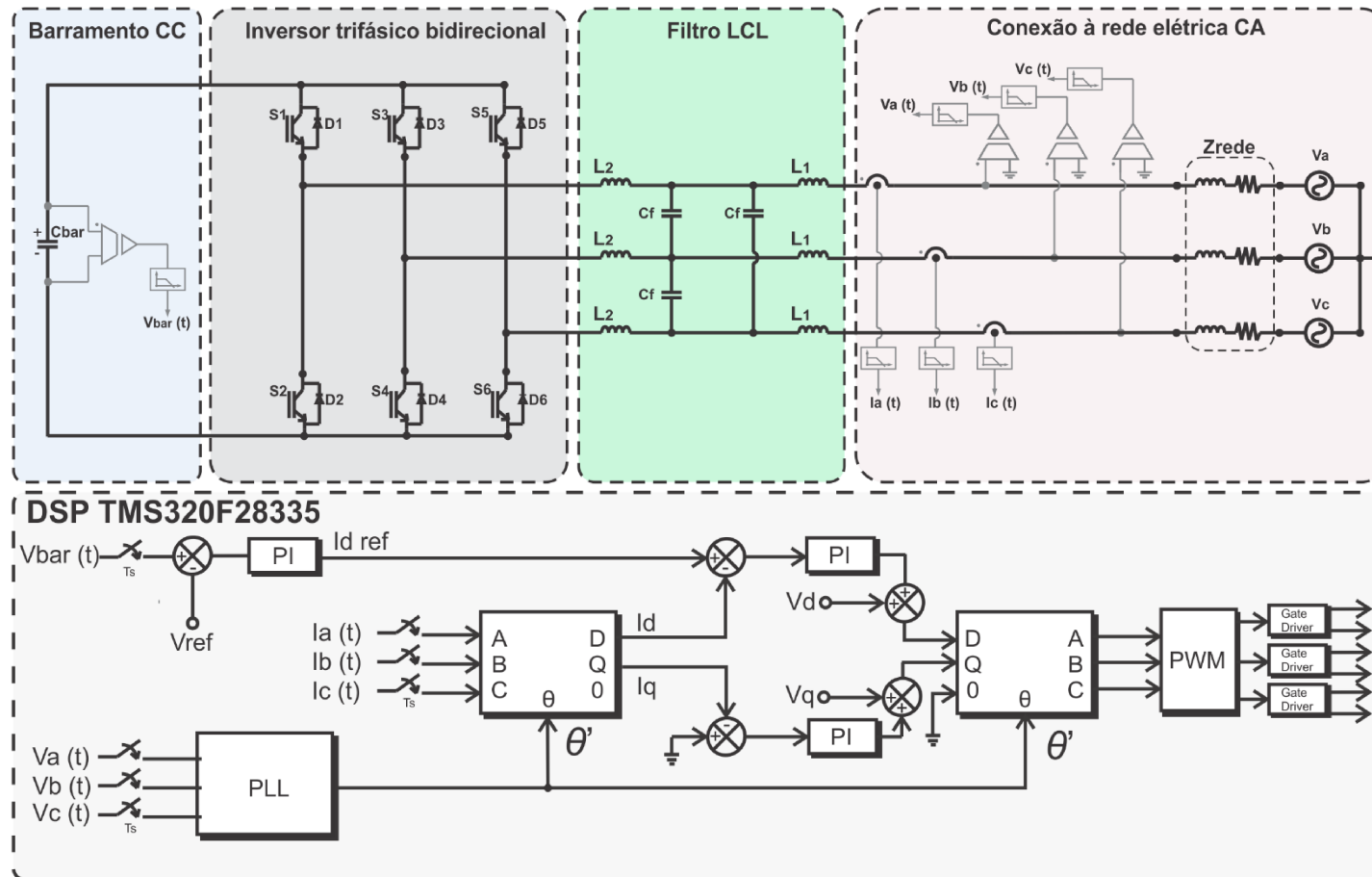
Por outro lado, se a energia demandada pelo barramento CC for um valor superior ao que a fonte intermitente possa fornecer, a rede elétrica CA deve suprir essa demanda fornecendo a energia adicional para estabilização da tensão do barramento CC. Nesse caso tem-se a etapa denominada por modo retificador e a mesma ocorre com a imposição de corrente seguindo a normatização internacional IEC 61000-3-2.

Ou seja, nas duas situações tem-se o conversor CC-CA proposto trabalhando como uma interface entre a fonte CC e a rede CA, sendo que hora ele atua no sentido de suprir o barramento CC e hora no sentido de injetar na rede o excedente de energia, configurando sua característica de conversor bidirecional.

Em relação à estratégia de controle adotada, optou-se pela utilização da Transformada de Park. Essa transformada trabalha com referencial síncrono realizando a conversão dos elementos sensorizados de ABC para DQ0, de forma que os controladores trabalham com variáveis de valores constantes. O controle é composto por uma malha de corrente (malha interna) e uma malha de tensão externa ambas controladas por um controlador proporcional-integral (PI). Na saída do conversor tem-se um filtro LCL com o intuito de alcançar uma maior atenuação do conteúdo harmônico da corrente elétrica.

Nas próximas seções serão descritos com maiores detalhes os procedimentos de operação e a estratégia de controle implementada.

Figura 3.1 - Estrutura de potência e controle do sistema proposto.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.2 Etapas de operação do Inversor Trifásico Bidirecional

Conforme citado anteriormente, a estrutura do Inversor Trifásico Bidirecional proposto é estabelecida de acordo com sua etapa de operação. O conversor pode trabalhar no modo inversor ou no modo retificador e possui a análise de sua operação análoga em ambos os modos de operação.

#### 3.2.1 Etapas de operação

As etapas de operação do conversor são importantes para entender seu funcionamento e obter as variáveis de controle do mesmo. Para identificar essas etapas de operação, tomou-se um intervalo de tempo da corrente da rede como referência e posteriormente o mesmo foi dividido em setores.

Essa forma de análise foi baseada nos estudos já apresentados por (BORGONOV, 2005) e se mostra bastante interessante já que pode ser aplicada para qualquer forma de onda de corrente de conversores trifásicos sem o neutro. Destaca-se que, em alguns casos de análise, não é possível considerar somente os estados dos interruptores; ou seja, o sentido da corrente também deve ser considerado. Essa premissa afeta diretamente na escolha da estratégia de controle e define limites físicos do conversor como por exemplo a bidirecionalidade do fluxo de energia.

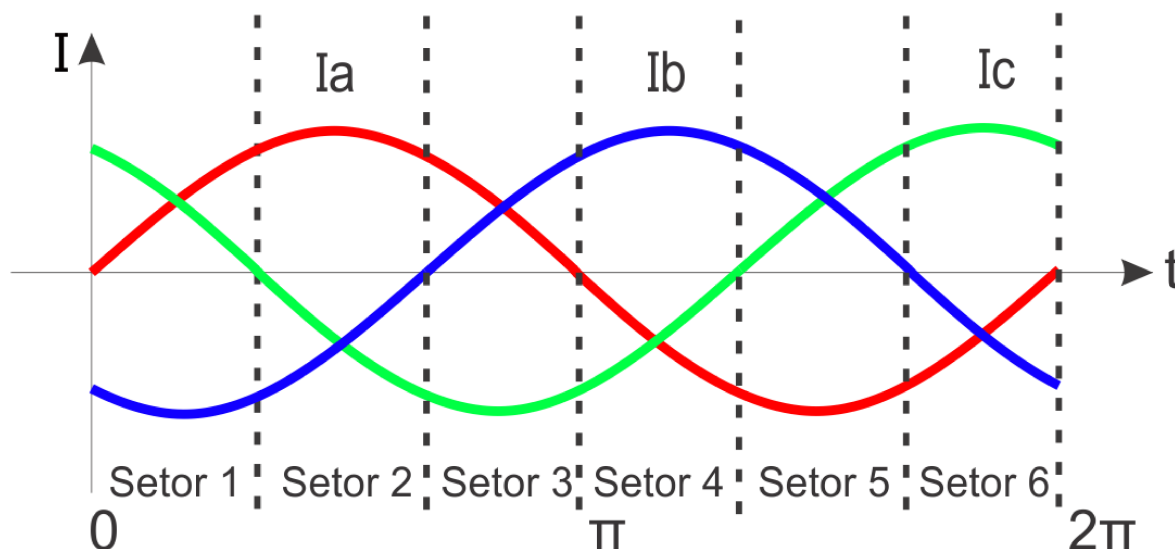
De acordo com a divisão dos setores citada acima, nota-se que cada um deles possui uma combinação diferente dos sentidos das correntes. Existem dois sentidos possíveis para corrente e, como se trata de uma estrutura trifásica, têm-se três correntes disponíveis, obtendo-se uma combinação de 8 setores possíveis ( $2^3 = 8$ ). Entretanto, a soma das três correntes deve ser nula, não sendo possível ter as três correntes para o mesmo sentido. Então, em resumo, restam 6 setores os quais são mostrados na Tabela 3.1 e na Figura 3.2. Destaca-se que foi convencionado o sinal positivo para a corrente “entrando” no conversor e sinal negativo quando a mesma está “saindo” do conversor.

Tabela 3.1 – Setores para cada sentido da corrente.

$I_a(t)$	$I_b(t)$	$I_c(t)$	Setor
+	-	+	Setor 1
+	-	-	Setor 2
+	+	-	Setor 3
-	+	-	Setor 4
-	+	+	Setor 5
-	-	+	Setor 6

Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (BORGONOV, 2005).

Figura 3.2 – Corrente senoidal dividida em setores.

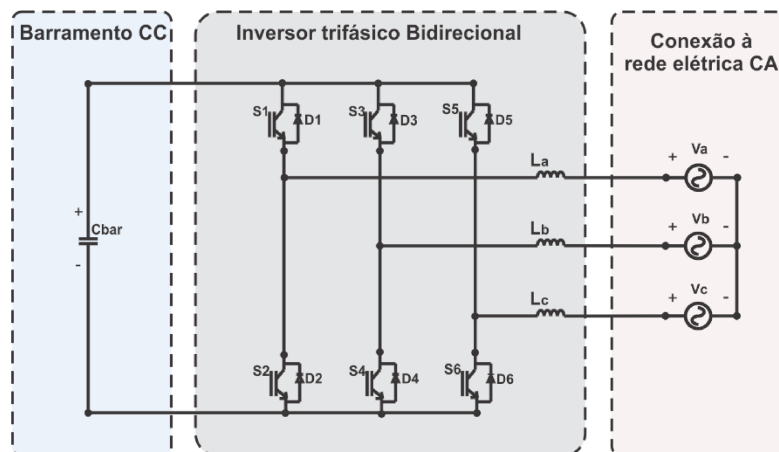


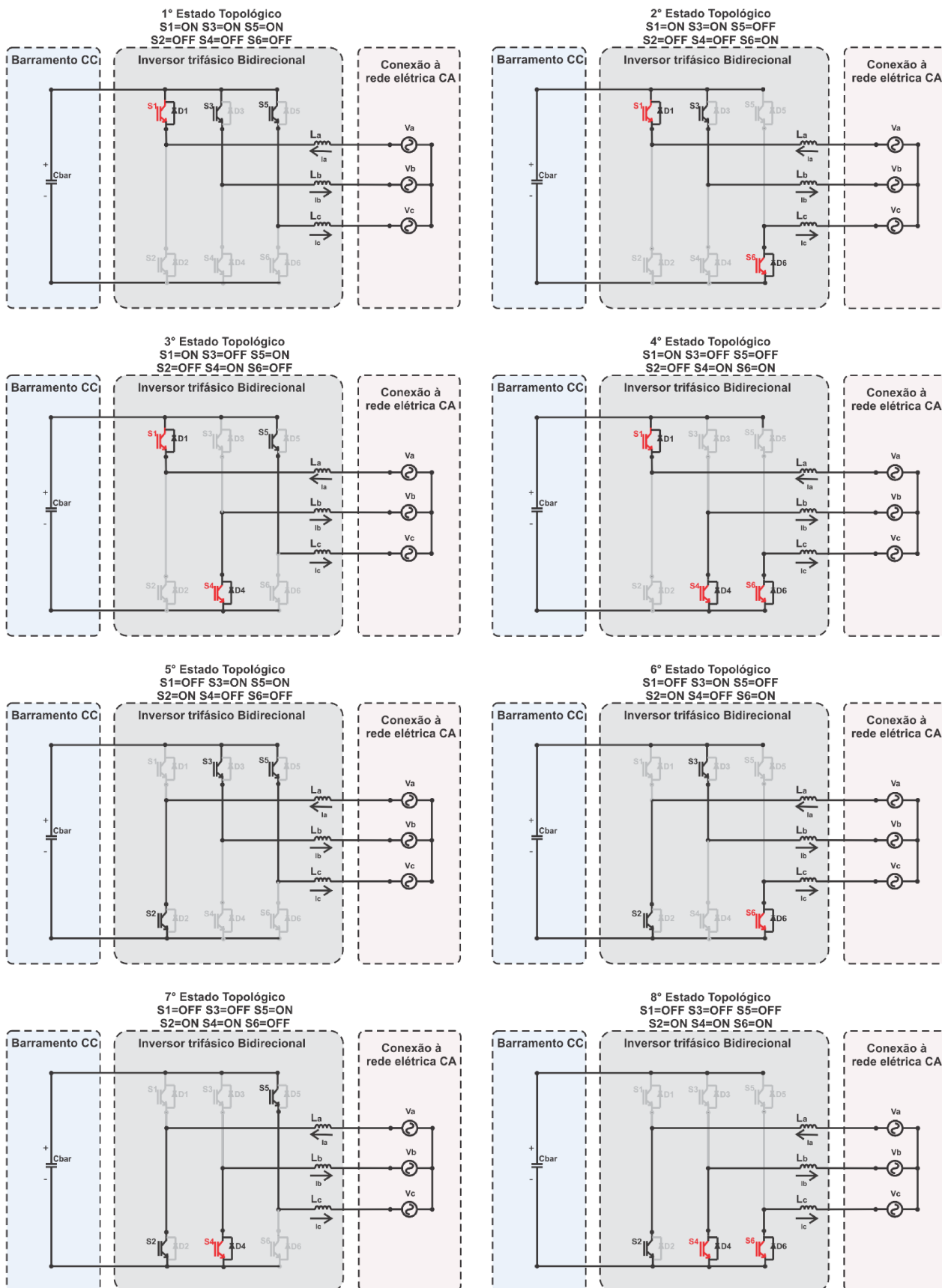
Fonte: Dados do próprio autor.

Aqui será escolhido o setor 2 (intervalo de  $60^\circ$  a  $120^\circ$ ) para apresentar as etapas de operação. Neste setor, as correntes nas fases “b” e “c” são negativas (saindo do conversor) e a corrente na fase “a” é positiva (entrando no conversor). Considerando que o braço do conversor sempre terá o comando complementar das chaves, que o filtro de saída será apenas um filtro L e os estados dos interruptores serão ON para fechado e OFF para aberto, pode-se analisar as etapas no setor citado.

A análise para os próximos setores ocorre de forma análoga. Na Figura 3.3 tem-se a representação da operação dentro do setor escolhido. Observa-se na Figura 3.3 que os estados topológicos dependem somente do acionamento dos interruptores e não do sentido das correntes. Esta propriedade define a capacidade de bidirecionalidade do fluxo de energia desse conversor.

Figura 3.3 – Inversor trifásico bidirecional com filtro L.





Fonte: Dados do próprio autor.



### 3.3 Phase Locked Loop (PLL)

O sincronismo com a rede elétrica é essencial nas aplicações de conversores de potência do tipo *grid-tied*, principalmente quando a rede elétrica está sujeita a distúrbios e falhas. Dessa forma, o PLL (*Phase Locked Loop*) é responsável por rastrear continuamente a fase do sinal de entrada e, por consequência, manter um sinal de saída sincronizado em fase e em frequência com a componente fundamental da tensão da rede elétrica (tensão alternada).

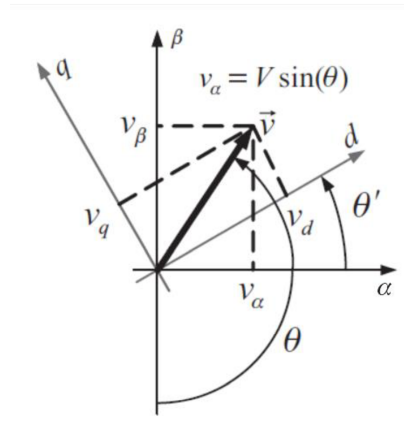
Na literatura já existem vários tipos de PLL que podem ser implementados em conversores trifásicos. Nesse trabalho serão abordadas duas opções: o SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop*), exemplo clássico de PLL trifásico baseado em sinais em quadratura (item 3.3.1) e o PLL com referencial fixo, PLL monofásico utilizado para geração do ângulo de referência para a transformada de Park (item 3.3.2).

#### 3.3.1 SRF - PLL (transformada de Park)

Conforme mostra a Figura 3.5, a malha do PLL recebe como sinal de entrada uma amostra da tensão de alimentação e a mesma é transformada em componentes DQ0 (transformada de Park). Observando a Figura 3.4, os sinais de saída da transformação são representados pela projeção do vetor de tensão  $V$  em um referencial ortogonal e rotativo (definido pelos eixos DQ) e também ortogonal e estacionário (definidos como  $\alpha\beta$ ). Para as duas abordagens o intuito é que um sistema vetorial seja referenciado em um sistema monofásico. Se a tensão de entrada for representada como  $v_\alpha = V * \sin \theta$ , por exemplo, entende-se como a projeção dessa tensão de entrada no eixo  $\alpha$ . Já para a posição angular do referencial DQ,  $\theta'$ , é dado pelo PLL. Quando o PLL está bem sintonizado na frequência de entrada ( $\omega = \omega'$ ), o vetor de entrada virtual e o referencial DQ têm a mesma velocidade angular, então um dos eixos DQ irá se sobrepor ao vetor de entrada virtual. No caso em que o regulador PI está conectado à saída  $V_d$  do PD (do PLL), o regulador PI ajustará a posição angular para fazer  $V_d = 0$ , o que significa que o vetor de entrada  $V$  irá se sobrepor ao eixo “Q” para atender a premissa de que  $V_d = 0$ .

No caso em que o regulador PI está conectado à saída  $V_q$  do PD (*phase detector* – detector de fase) do PLL, como mostrado na Figura 3.5, o vetor de entrada virtual irá girar sobrepondo o eixo “D”. Nesse caso, o sinal  $V_d$  fornecerá a amplitude do vetor de tensão de entrada e o ângulo de fase detectado pelo PLL estará em fase com o vetor de entrada virtual  $V$ , o que significa que o ângulo de fase detectado ( $\theta'$ ) será de  $90^\circ$  defasado em relação ao da tensão de entrada. Quando a referência DQ se sobrepõe ao vetor de entrada virtual, ela faz com que o ângulo de saída fique perfeitamente travado com a referência. Por fim, a posição angular do referencial rotativo DQ é dada na saída do PLL ( $\theta'$ ).

Figura 3.4 – Representação vetorial do sinal de quadratura.

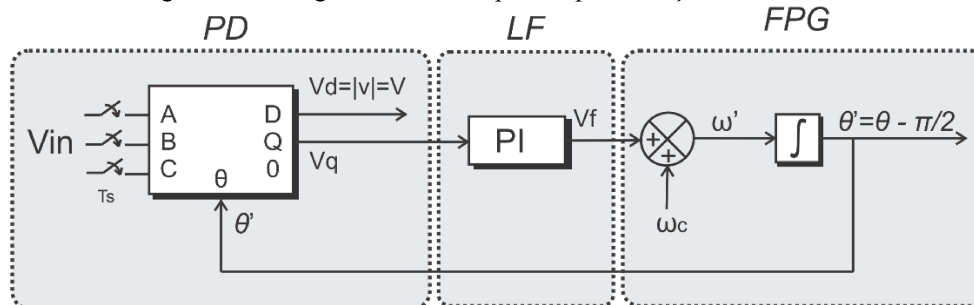


Fonte:(TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

Para o cálculo dos parâmetros do PLL deve-se adotar algumas suposições como a de que a frequência do sinal a ser bloqueado por fase é muito maior que a largura de banda do PLL. Sob esta suposição, o termo de alta frequência do sinal de erro de fase fornecido pelo multiplicador PD pode ser desprezado. Entretanto, em uma aplicação conectada à rede, a frequência da mesma é muito próxima da frequência de corte PLL. Com estas frequências muito próximas, a suposição sobre o cancelamento completo do termo de alta frequência pelo LF não pode mais ser aceita como uma hipótese válida.

Para validar essas equações de cálculo do PLL deve-se usar um PD baseado em um conjunto de sinais em quadratura como mostra a Figura 3.5. O gerador de sinal de quadratura desta figura é supostamente ideal, sendo capaz de extrair um conjunto limpo de sinais, sem introduzir qualquer atraso em qualquer frequência a partir de um dado sinal de entrada distorcido. Quando o PLL está bem sincronizado, o PD não gera nenhum termo oscilatório de estado estacionário, permitindo que a largura de banda de PLL aumente e supere as discrepâncias acima mencionadas em relação ao cálculo dos parâmetros da chave PLL (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

Figura 3.5 – Diagrama de blocos para implementação do SRF-PLL.



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

Este tipo de PLL possui bons resultados quando se tem tensões equilibradas e sem distorções harmônicas, sendo que, caso isso não ocorra, a saída do PLL é fortemente influenciada por esses distúrbios.

Como uma forma de resolver os efeitos desses distúrbios, pode-se diminuir a largura de banda do SRF-PLL. Entretanto, tomando como solução a diminuição da largura de banda, tem-se como consequência um maior tempo de resposta, resultando em um cálculo lento do ângulo  $\theta'$  (LIMONGI, BOJOI, PICA, PROFUMO e TENCONI, 2007).

### 3.3.1.1 Projeto do controlador PI e simulação computacional da estrutura SRF-PLL

De acordo com o que foi explicitado na seção precedente, o detector de fase é encarregado por gerar um nível CC e o controlador proporcional integral gera o erro referente ao ângulo das fases. Esse erro somado com a referência de frequência angular resulta em uma nova frequência angular ( $w'$ ) e passa por um integrador para obter na saída o ângulo correspondente da tensão da rede. Quando a frequência da rede se altera, a referência  $V_d$  tende a sair do nível CC estabelecido, fazendo assim com que o PI atue. A velocidade com que as formas de onda se amarram depende de dois parâmetros presentes na função de transferência do controlador PI: o ganho ( $K_{PI}$ ) e a constante de tempo ( $T_{PI}$ ), conforme pode ser observado por (3.1):

$$G_{PI\_PLL\_SRF}(s) = K_{PLL\_SRF} \frac{1 + T_{PI\_PLL\_SRF} \cdot s}{T_{PI\_PLL\_SRF} \cdot s} \quad (3.1)$$

Em que:

$G_{PI\_PLL\_SRF}(s)$  : Função de transferência de saída em relação à entrada do PI;

$K_{PLL\_SRF}$  : Ganho do PI;

$T_{PI\_PLL\_SRF}$  : Constante de tempo do PI;

Estabelecendo o valor do ganho ( $K_{PLL\_SRF} = 1$ ), quanto menor for a constante de tempo ( $T_{PI\_PLL\_SRF}$ ), maior será a velocidade de atracamento das formas de ondas desejadas. Desse modo, fundamentando-se no trabalho de (LIMA, 2015), fixando o valor de  $K_{PLL\_SRF}$  e variando-se a constante de tempo, é possível analisar a eficácia do resultado da malha de controle do PLL.

A Figura 3.6 apresenta o circuito simulado capaz de extrair o valor do fator de potência (FP) do sinal de saída do PLL ( $I_{sen(\theta')}$ ) e comparar com uma referência que é a componente fundamental do sinal ( $I_{fundamental}$ ). O fator de potência é empregado com o intuito de mostrar a defasagem entre os dois sinais sendo que  $FP = 1$  significa que os sinais estão em fase. Aplica-se à entrada do PLL uma onda com distorção de quinta e sétima ordem ( $V_{ADS(i)}$ ), como mostrado em (3.2), com o intuito de corroborar a eficácia do sistema.

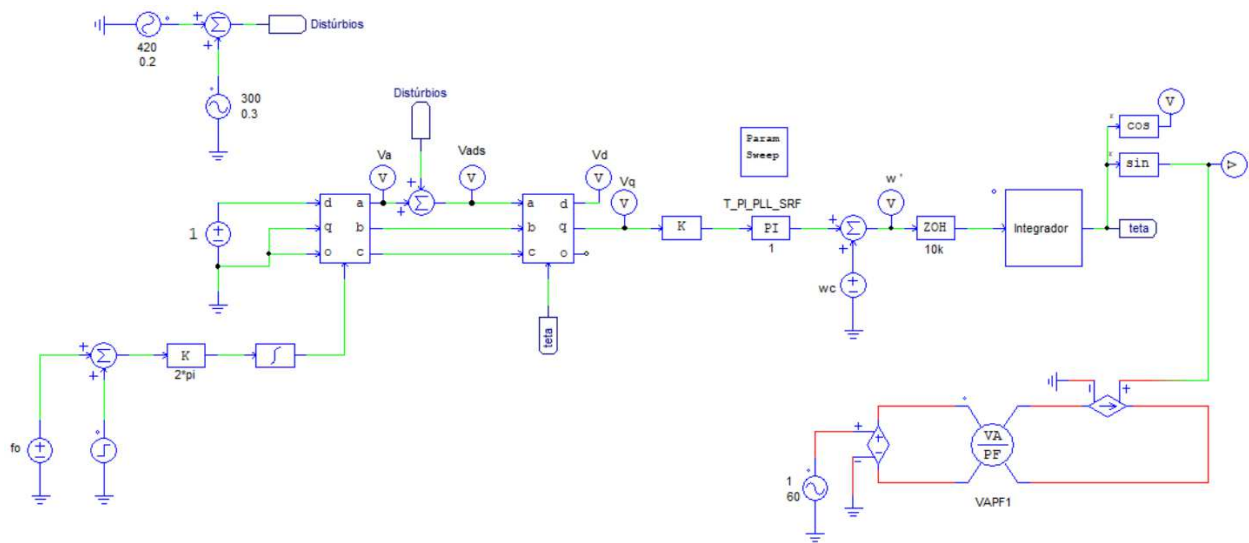
$$V_{ADS}(t) = 1\text{sen}(\omega t) + 0,3\text{sen}(5\omega t) + 0,2\text{sen}(7\omega t) \quad (3.2)$$

Em que:

$V_{ADS}(t)$  : Onda de referência de entrada do PLL;

$\omega$  : Frequência angular da onda de referência (rad/s);

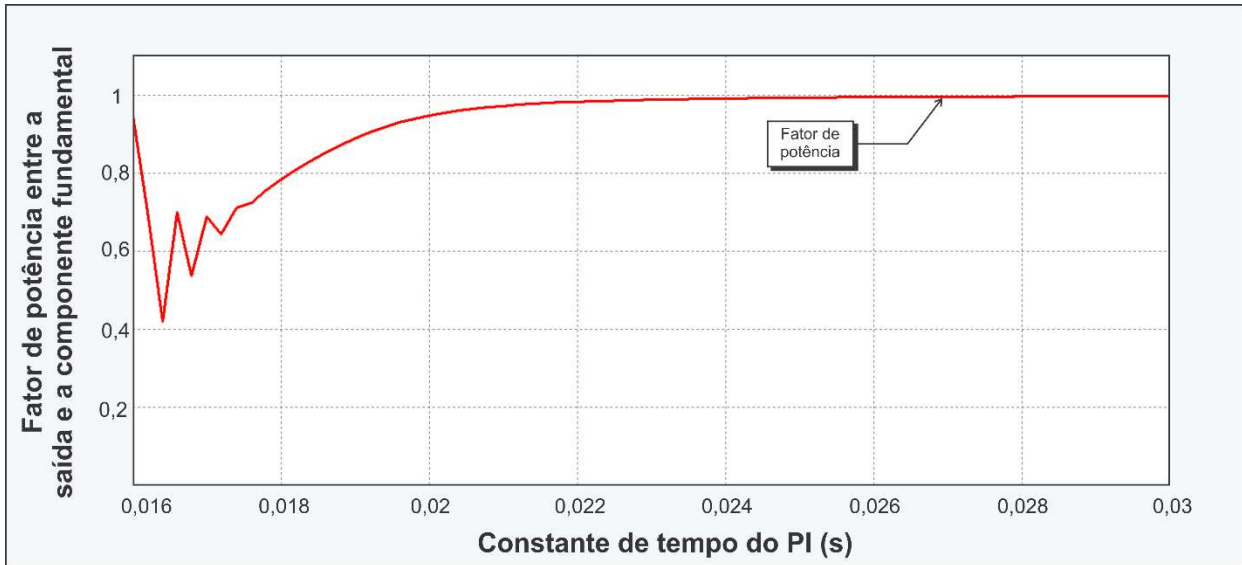
Figura 3.6 – Simulação para teste de velocidade de resposta do SRF-PLL.



Fonte: Dados do próprio autor.

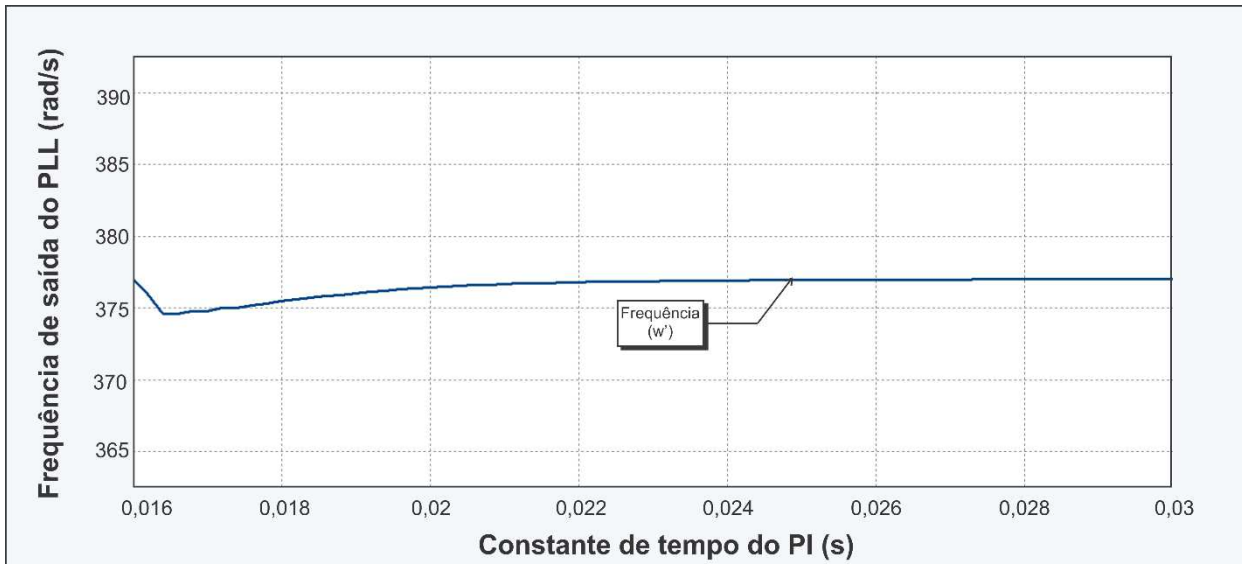
A variação da constante de tempo ( $T_{PI\_PLL\_SRF}$ ) é efetuada por meio do bloco “*Param Sweep*”, que tem um ponto de início e passa a incrementar o mesmo para obter diferentes valores de constante de tempo. Essa constante é variada de 0,016 a 0,03 e então verifica-se o resultado do fator de potência calculado. A Figura 3.7 demonstra o gráfico comparando os FP adquiridos através dessa variação da constante de tempo. Percebe-se que para valores reduzidos de “ $T_{PI\_PLL\_SRF}$ ”, o fator de potência imposto através do PLL não é unitário, o que indica que a malha de PLL é instável e não é eficiente para gerar um sinal de saída em fase junto a componente fundamental de entrada. O fator de potência apenas é unitário a partir de 0,028s. Logo, recordando que conforme menor o valor da constante de tempo mais rápida será a resposta dinâmica do SRF-PLL, toma-se  $T_{PI\_PLL\_SRF} = 0,028$ . Na Figura 3.8 tem-se a representação da frequência angular em relação a constante de tempo, mostrando que a mesma se estabiliza em 376,9 rad/s quando o valor da constante de tempo está próxima de 0,028.

Figura 3.7 – Fator de potência entre o sinal da componente fundamental e a saída do SRF-PLL.



Fonte: Dados do próprio autor.

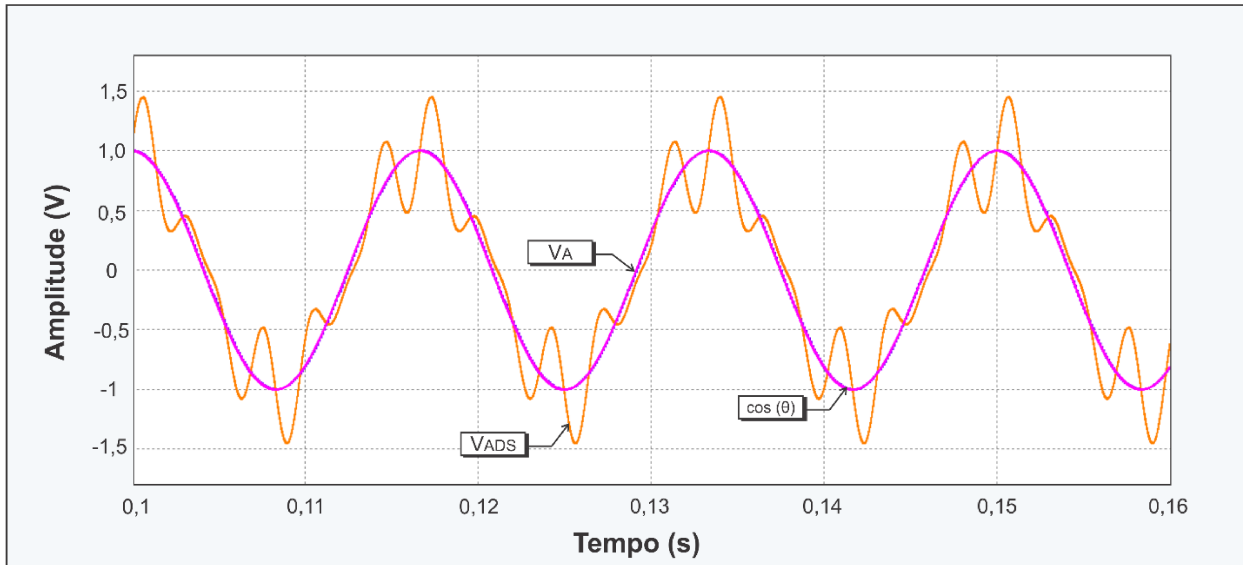
Figura 3.8 – Frequência angular de saída do SRF-PLL em relação a contante de tempo do PI.



Fonte: Dados do próprio autor.

Aplicando-se à entrada do PLL a onda com distorção de quinta e sétima ordem ( $V_{ADS(t)}$ ) como mostrado na em (3.2), é possível comprovar a eficácia do sistema. O resultado obtido é apresentado na Figura 3.9. É evidente que o sinal de saída do PLL ( $\cos(\theta)$ ) está atracado em fase e frequência com a componente fundamental do sinal de entrada do PLL ( $V_a$ ) inclusive com as distorções simuladas.

Figura 3.9 – Onda de entrada (distorcida) e resposta do SRF-PLL com o PI projetado.



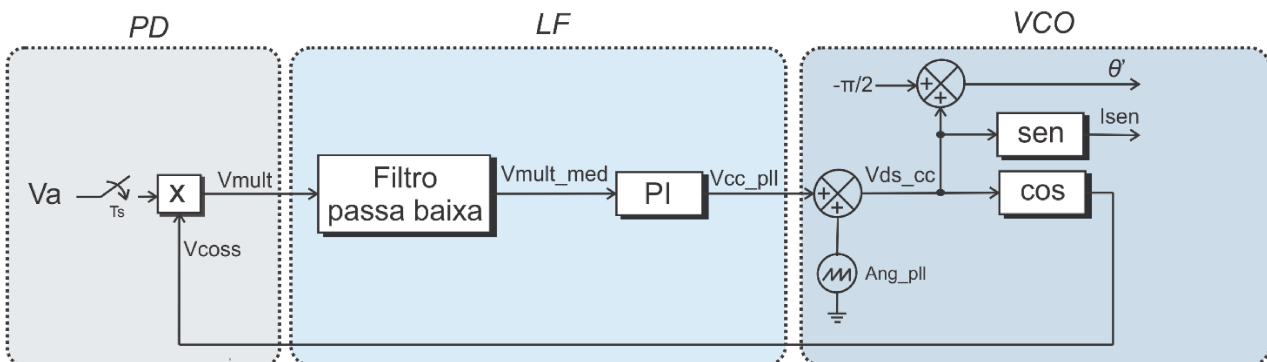
Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.3.2 PLL monofásico com referencial fixo

Conforme mostra a Figura 3.10, a malha do PLL monofásico recebe como sinal de entrada uma amostra da tensão de alimentação da fase “a” ( $V_a$ ) e gera em sua saída o sinal  $V_{ds\_cc}$ . Extraíndo-se o seno deste sinal obtém-se uma forma de onda defasada de  $0^\circ$  ( $I_{sen}$ ) em relação à componente fundamental da tensão  $V_a$  e extraíndo-se o cosseno deste sinal obtém-se uma defasagem de  $90^\circ$  ( $V_{coss}$ ) em relação à mesma.

Para aplicação deste PLL a um controle trifásico DQ0 deve-se utilizar o ângulo gerado pelo PLL na conversão de coordenadas ABC para DQ0. Porém o ângulo gerado está adiantado de  $90^\circ$  em relação ao ângulo desejado para a transformada, como explicado anteriormente no PLL utilizando Transformada de Park, tornando-se necessário adicionar a “ $V_{ds\_cc}$ ” um ângulo de  $-90^\circ$ .

Figura 3.10 – Diagrama de blocos para implementação do PLL monofásico.



Fonte: Adaptado de (RODRIGUES, 2016).

Ainda analisando a Figura 3.10, nota-se que o sinal de saída do PLL é gerado a partir de uma onda dente de serra ( $Ang_{pll}$ ). A determinação do valor da frequência da onda dente de serra corresponde à frequência do sinal senoidal da saída; ou seja, para que a saída do PLL possua a frequência da rede que é igual à 60Hz deve-se ajustar a frequência de  $Ang_{pll}$  para esse valor.

Além disso, para que ocorra a mudança na fase da senóide de saída do PLL ( $I_{sen}$ ) é necessário adicionar um nível CC à onda dente de serra sendo que um nível CC com valor positivo define que  $I_{sen}$  apresenta avanço de fase e o contrário indica atraso de fase (RIBEIRO, 2018). A proporcionalidade entre o sinal CC adicionado e a fase de  $I_{sen}$  é utilizada para controlar o sinal de saída do PLL e adiantar/atrasar sua referência senoidal de forma a mantê-la atracada em fase e frequência com a tensão de entrada. O sinal  $V_{cc}$  é gerado através da ação de um controlador proporcional integral (PI) cuja entrada é proveniente da saída de um filtro passa baixas de segunda ordem (RODRIGUES, 2016).

Na entrada desse filtro tem-se a multiplicação entre a tensão de alimentação ( $V_a$ ) e o sinal cossenoidal ( $V_{coss}$ ). Como já citado anteriormente, os sinais multiplicados estão defasados de  $90^\circ$ . Dessa forma, sabendo que a multiplicação entre dois sinais em perfeita quadratura e mesma frequência resulta em um sinal senoidal com o dobro da frequência e valor médio nulo, qualquer defasagem existente entre os dois sinais citados se tornará uma referência de erro para o controlador PI presente no bloco LF (*Loop filter*).

Assim, esse filtro é sintonizado para obter o valor médio do seu sinal de entrada e o controlador PI gerará um sinal ( $V_{cc}$ ) que, somado à onda dente de serra, resultará em uma cossenóide necessariamente defasada de  $90^\circ$  em relação ao sinal de entrada do PLL. Portanto, o cálculo do seno de “ $V_{ds\_cc}$ ” resulta em um sinal em fase com a tensão de alimentação dando origem à referência  $I_{sen}$ .

Em relação à definição da frequência de corte do filtro, deve-se considerar a estabilidade da malha de controle e sua dinâmica. Uma frequência de corte muito reduzida implica em uma maior atenuação de componentes alternadas, resultando em uma maior precisão de atracamento de fase. Porém, essa escolha torna a resposta dinâmica da malha de controle mais lenta. Por conseguinte, sabendo que a entrada do filtro se trata de um sinal de 120 Hz e baseando-se nos estudos de (LIMA, 2015), para se obter bons resultados práticos, sintonizou-se o filtro a uma frequência 10 vezes menor do que a de entrada ( $f_c = 12$  Hz).

### 3.3.2.1 Projeto do controlador PI e simulação computacional da estrutura PLL monofásico

Bem como exposto durante a explicação a respeito do funcionamento da estrutura PLL com referencial fixo, a principal função do PI é gerar um nível constante a ser adicionado à onda dente de serra de maneira que seja possível variar a defasagem angular da senóide de saída e obrigatoriamente atraca-la com a tensão de alimentação.

Também como apresentado no projeto do controlador PI do *SRF PLL* (item 3.3.1.1), a velocidade de atracamento depende do ganho e da constante de tempo do controlador, como mostra em (3.3).

$$G_{PI\_PLL\_M}(s) = K_{PLL\_M} \frac{1+T_{PI\_PLL\_M} \cdot s}{T_{PI\_PLL\_M} \cdot s} \quad (3.3)$$

Em que:

$G_{PI\_PLL\_M}(s)$  : Função de transferência de saída em relação à entrada do PI;

$K_{PLL\_M}$  : Ganho do PI;

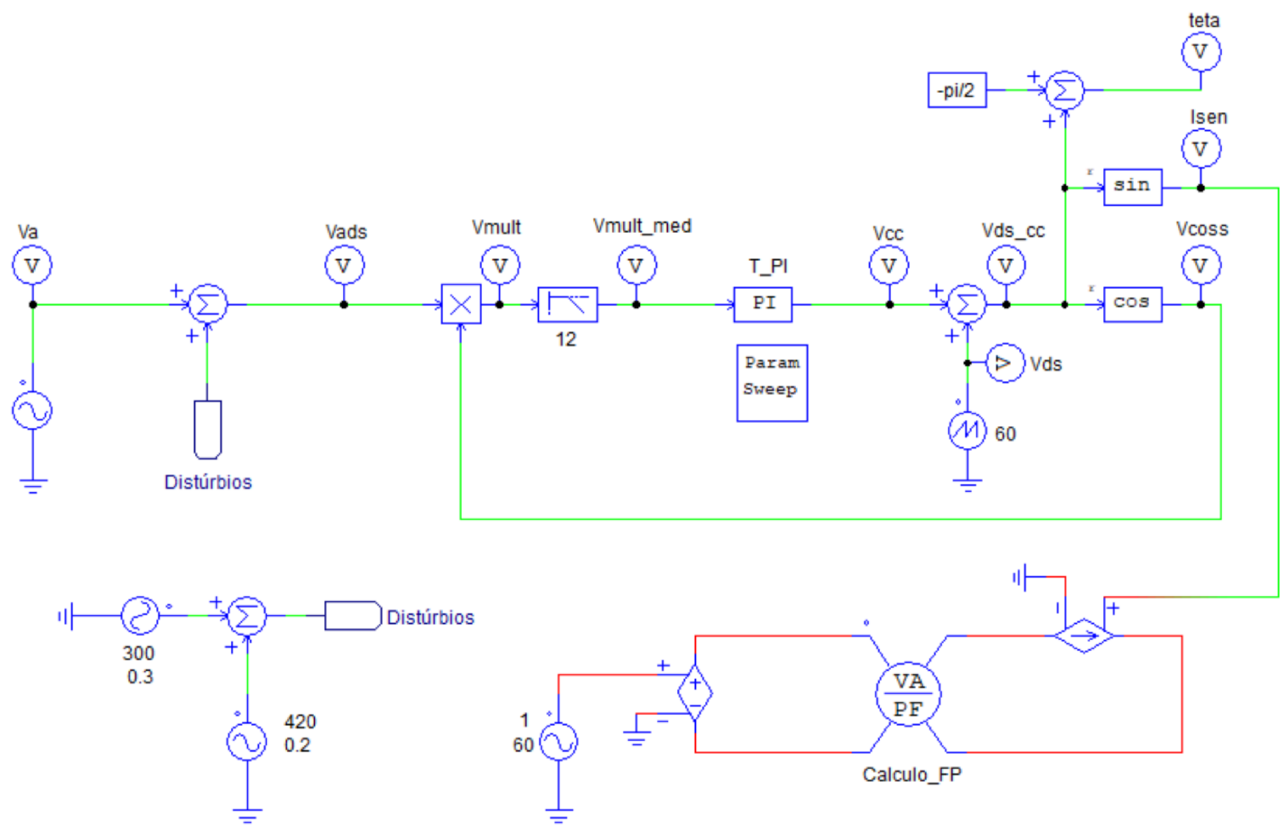
$T_{PI\_PLL\_M}$  : Constante de tempo do PI;

Novamente fixando o valor do ganho ( $K_{PLL\_M} = 1$ ), tem-se na Figura 3.11 o circuito simulado para extração do valor do fator de potência (FP) do sinal de saída do PLL ( $I_{sen}$ ) e a componente fundamental do sinal de teste utilizado ( $I_{fundamental}$ ).

O fator de potência é utilizado como indicativo da defasagem entre os dois sinais sendo que  $FP = 1$  indica que os sinais estão em fase. A mesma forma de onda aplicada sobre os testes realizados durante a simulação computacional do *SRF PLL*, definida por (3.2), é utilizada para que seja comprovada a eficácia desse modelo de PLL.



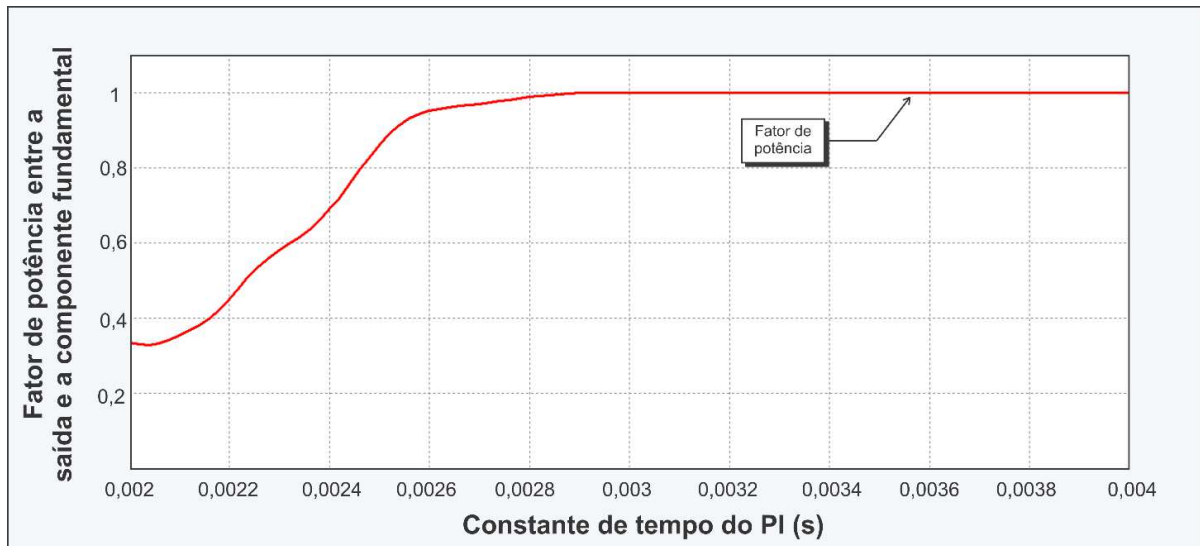
Figura 3.11 – Simulação para teste de velocidade de resposta do PLL monofásico.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 3.12 mostra o gráfico comparando os FP obtidos de acordo com a variação da constante de tempo automaticamente realizada pelo bloco “*Param Sweep*”. Para esse caso, fator de potência somente é unitário a partir de 0,003s, de maneira que sabendo que quanto menor o valor da constante de tempo mais rápida será a resposta dinâmica do PLL, toma-se  $T_{PI\_PLL\_M} = 0,003$ .

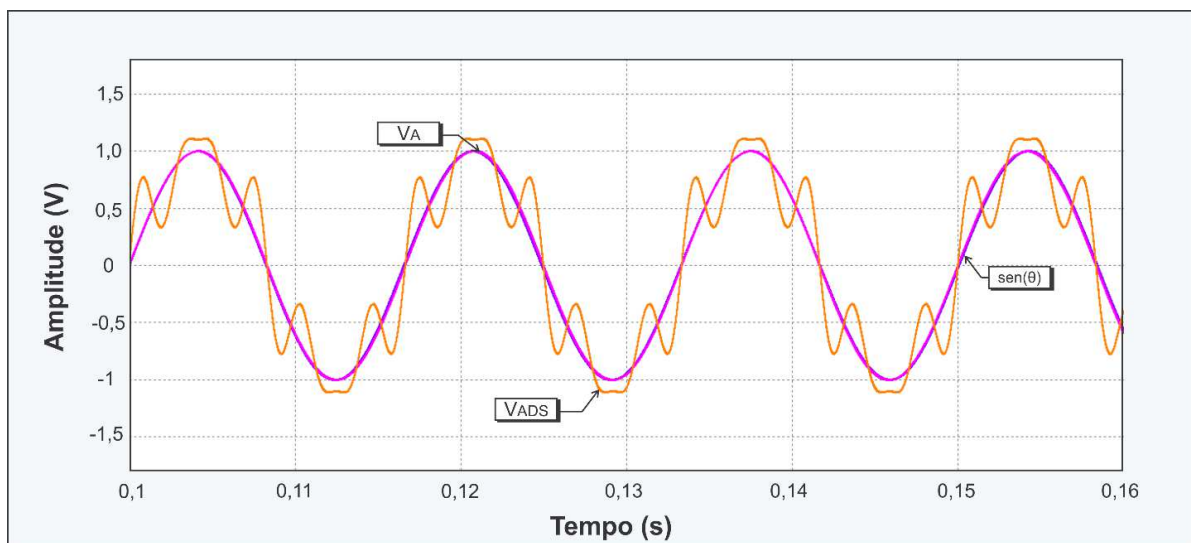
Figura 3.12 – Fator de potência entre o sinal da componente fundamental e a saída do PLL monofásico.



Fonte: Dados do próprio autor.

Assim como foi realizado para os testes do PLL do tópico anterior, aplica-se à sua entrada uma onda com distorção de quinta e sétima ordem ( $V_{ADS(t)}$ ) como mostrado em (3.2) com o intuito de comprovar a eficácia do sistema. A resposta obtida é mostrada na Figura 3.13. Outra vez o sinal de saída do PLL está atracado em fase e em frequência com a componente fundamental mediante as distorções propositalmente inseridas.

Figura 3.13 – Ondas de entrada (distorcida) e resposta do PLL com o PI projetado.



Fonte: Dados do próprio autor.

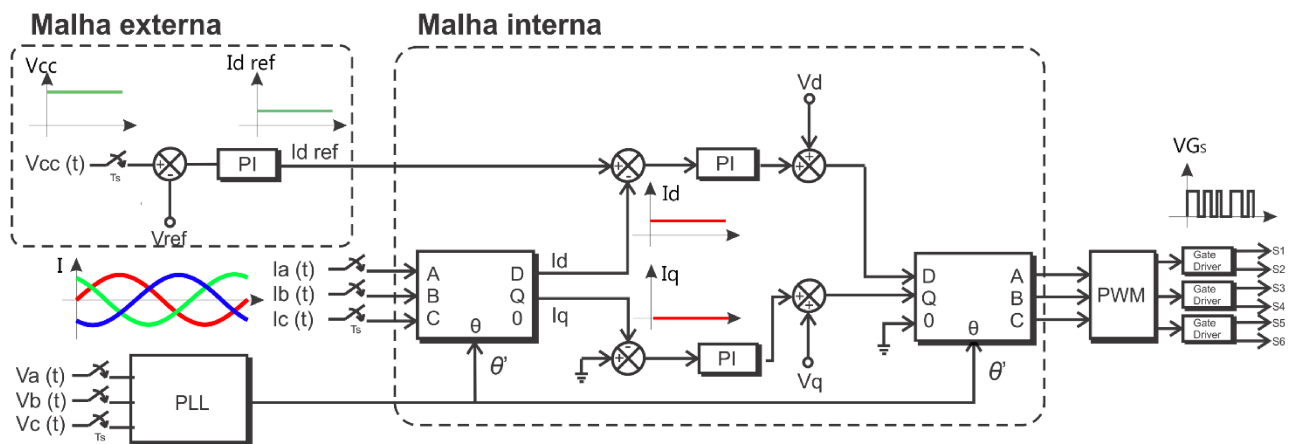
### 3.4 Estratégia de controle do inversor

A estratégia de controle do sistema Inversor Trifásico Bidirecional apresentada configura-se através de uma malha interna responsável pelo controle de injeção ou retificação de corrente e através de uma malha externa para regular a tensão do barramento CC. Esse tipo de controle denomina-se por arranjo do tipo cascata e seus detalhes são demonstrados na Figura 3.14.

Neste gênero de estrutura de controle, a malha interna deve ser mais rápida que a malha externa para que a tensão da microrrede seja regulada de acordo com referência assim que a amplitude de corrente injetada ou absorvida da rede elétrica sofra qualquer uma variação.

O Inversor Trifásico Bidirecional opera por meio da mesma estrutura de controle para os dois procedimentos de operação, tanto no controle de tensão quanto no de corrente, o que configura uma relevante contribuição do trabalho, tornando o código gerado para o microprocessador mais simples e menos exigente do quesito memória.

Figura 3.14 – Estratégia de controle do grupo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Existem três métodos principais na literatura no que tange a estratégia de controle de um inversor trifásico. Esses métodos são baseados em diferentes tipos de sistemas de coordenadas sendo que as três mais consolidadas são detalhas a seguir (YONGHENG, CHEN e BLAABJERG, 2014):

1. **Referencial natural (controle abc):** O conceito do controle em coordenadas ABC baseia-se no uso de três controladores, uma para cada fase da rede. Porém, para o projeto desses controladores, deve-se levar em consideração o modo de conexão com a rede (estrela, delta, etc.) pois se trata de um fator de forte influência. É comum utilizar nesse tipo de controle os controladores PR, *dead-beat*, controlador repetitivo entre outros.

2. **Referencial estacionário (controle  $\alpha\beta$ ):** Uma outra maneira de execução do controle seria pelo sistema de coordenadas estacionárias, mais comumente denominado por controle  $\alpha\beta$ . Nesta situação, as variáveis de controle são transformadas do sistema de coordenadas abc para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , passando de um sistema de três coordenadas para duas coordenadas sendo que essas duas coordenadas ( $\alpha\beta$ ) são senoidais. Em se tratando de sinais variantes no tempo, o controlador PI não apresenta bom funcionamento na remoção do erro de regime permanente e, por esse motivo, deve-se levar em consideração outros tipos de controladores. O mais utilizado para este tipo de aplicação é o controlador proporcional-ressonante (PR). Também pode-se utilizar compensadores harmônicos em paralelo com o controlador PR, com o intuito de aprimorar a qualidade da corrente injetada. Destaca-se ainda que o projeto e sintonização desse tipo de controlador mostra-se mais complexo se comparado ao de um PI.
3. **Referencial síncrono (controle DQ0):** Em consequência do processamento de sinais senoidais ser mais complexo se comparado aos sinais constantes, tem-se como opção a realização da transformada de Park nas tensões e correntes da rede. Com isso, as coordenadas ABC são representadas no plano DQ (eixo direto e em quadratura). Com essa transformação, os valores das variáveis de controle se tornam constantes, facilitando o desenvolvimento da estratégia de controle. Qualquer oscilação na tensão ou corrente da rede será transmitido para as componentes DQ. Com isso, torna-se viável utilizar o controlador do tipo PI, já que o mesmo se mostra bastante efetivo na regulação de variáveis constantes.

Como visto na sessão anterior, deve-se utilizar uma técnica de PLL para realizar a sincronização da tensão da rede com a corrente injetada do inversor. Sabendo que ambas as técnicas de PLL analisadas utilizam a transformada de Park, que essa alternativa de controle possui projeto mais simples devido a utilização de um controlador do tipo proporcional integral e tendo em vista os bons resultados já demonstrados na literatura utilizando-se o referencial síncrono para aplicação em inversores trifásicos fonte de tensão conectados à rede, optou-se pelo controle por coordenadas DQ0 para a realização desse trabalho.

### 3.4.1 Transformada de Park (DQ0)

Historicamente, a transformação de Park já possuía grande relevância no estudo das máquinas elétricas. Constituída por uma transformação linear, essa transformada descomplexifica as equações

das máquinas através da inserção de um conjunto de elementos hipotéticos. Analisando-a fisicamente, ela converte a máquina bifásica com enrolamentos estatóricos fixos e enrolamentos rotóricos girantes em enrolamentos estatóricos fixos e rotóricos pseudo-estacionários. Isso significa que essa transformada é definida de acordo com a relação dos enrolamentos reais do estator da máquina e três enrolamentos fictícios chamados direto (índice d), em quadratura (índice q) e homopolar (índice 0). Ou seja: em resumo, a transformada de Park possui a capacidade de representar um sistema bifásico ou trifásico variável em um sistema bifásico sobre um sistema de coordenadas estáticas colocando-o na mesma velocidade do campo girante ou frequência angular elétrica (SCHONARDIE, 2011).

No caso de circuitos trifásicos balanceados, a aplicação da transformada DQ0 reduz as três grandezas alternadas em duas grandezas contínuas. Dessa forma, a transformada de Park é frequentemente utilizada para simplificar a análise e os cálculos, que passam a ser realizados através de grandezas contínuas, antes de realizar a transformação inversa das grandezas para o sistema trifásico alternado original.

### 3.4.2 Sistema de controle de corrente

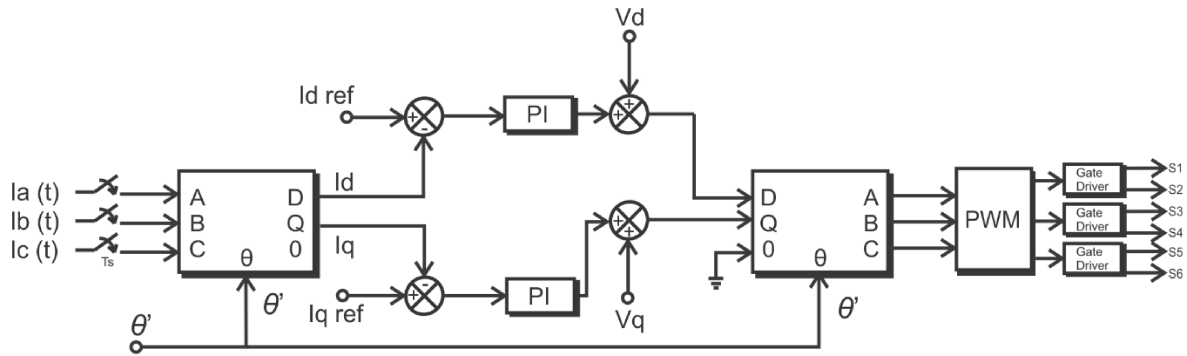
Para o sistema de controle de corrente elétrica, deve-se obter uma resposta rápida por se tratar da malha interna do processo. A malha de corrente é responsável por garantir que a corrente drenada da rede ou injetada na mesma possua baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência, garantindo o atendimento às normas relacionadas à conexão de conversores estáticos à rede.

Para isso, sensoriam-se as correntes das três fases da rede e, através da transformação de Park, obtém-se as correntes no sistema de coordenadas DQ0 (eixo síncrono). As correntes obtidas após a transformação,  $I_d$  e  $I_q$ , são subtraídas de  $I_{dref}$  e  $I_{qref}$  originados da malha externa de controle. Essa subtração gera um erro que é interpretado pelo controlador da malha. O controlador projetado é do tipo PI (Proporcional Integral) já que, como já apontado previamente, apresenta desempenho satisfatório para o controle em coordenadas síncronas.

A saída desse controlador se trata de um sinal de tensão que é somado às tensões sensoriadas da rede também já transformadas para  $V_d$  e  $V_q$  obtendo uma nova referência de tensão. Essa referência passa pela transformação inversa de Park (DQ0 para ABC), obtendo-se assim as referências de tensão para gerar os sinais PWM das chaves do conversor.

Os termos  $V_d$  e  $V_q$  funcionam como uma “alimentação adiante” (em inglês, feedforward) através de sua realimentação. Essa técnica é utilizada principalmente para antecipar uma ação advinda de um distúrbio que poderia causar um efeito adverso sobre a resposta do sistema.

Figura 3.15 – Malha interna de corrente.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.4.3 Sistema de controle de tensão do barramento CC

O controle de tensão do barramento CC é responsável pelo balanceamento do fluxo de potência do conversor. Como se trata da malha externa do controle, o projeto do controlador da mesma visa a estabilidade do sistema e possui dinâmica mais lenta se comparada ao controlador de corrente.

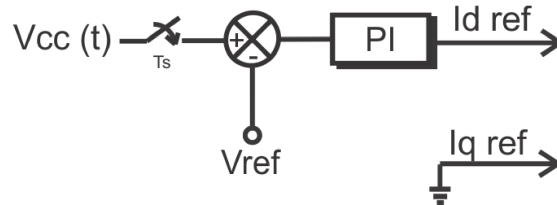
Para esse controle sensoria-se a tensão do barramento e subtrai-se a referência estipulada da mesma. Essa referência é equivalente à tensão em que se deseja que o barramento estabilize, com isso gera-se um erro o qual passa pelo PI e obtêm-se uma referência de corrente - neste caso é ela é denominada por  $I_{dref}$  pois o controle é também realizado em coordenadas DQ0. A referência  $I_{dref}$  é adicionada ao controle de corrente que foi explicado anteriormente. Quando o erro possui o valor positivo significa que o valor sensoriado é maior do que a referência. Assim, o mesmo passa pelo PI e gera um  $I_{dref}$  positivo que será passado para o controle de corrente, forçando assim uma injeção de corrente para o sentido da rede. Como consequência disso a tensão do barramento tende a diminuir, ficando no valor estipulado pela referência, e erro tende a ficar em zero, assim caracterizando o modo inversor.

Em compensação, se o barramento CC possui uma demanda superior que o sistema de geração possa fornecer, verifica-se uma ação oposta à anterior juntamente com a queda da tensão do barramento CC fazendo com que a  $I_{dref}$  se torna negativa. Neste contexto, como a saída do controlador de tensão é negativa, ocorrerá a inversão no sentido de corrente para atendimento da demanda do barramento, normalizando a tensão na mesma.

Para a corrente de referência  $I_{qref}$  utilizada no controle de corrente, define-se seu valor como zero para que não injete potência reativa na rede. Uma das vantagens para esse tipo de controle é a

opção de injetar potência reativa, podendo adequar o fator de potência do local o qual o inversor é instalado.

Figura 3.16 – Malha externa de tensão.



Fonte: Dados do próprio autor.

#### 3.4.4 Projeto do controlador PI da malha de corrente

O projeto dos dois controladores pode ser feito pela modelagem do conversor como realizado por (BORGONOVO, 2001), ou pelo tempo de resposta da malha que foi o método utilizado neste trabalho.

Assim o projeto do controlador de corrente foi realizado tomando como base o tempo de resposta da estrutura e ajustando os parâmetros  $K_{PI\_T}$  (ação proporcional) e  $T_{PI\_T}$  (ação integral).

Adotou-se um tempo de resposta de 250ms, ou seja, o tempo para a estabilização da tensão de máxima potência no valor de referência. O compensador que satisfaz essa exigência foi o PI clássico com ganho 5 e constante de tempo 0,001, como mostra (3.4).

$$C_v(s) = 5 \cdot \frac{(s + 1000)}{s} \quad (3.4)$$

Em que:

$C_I(s)$  : Função de transferência do controlador de corrente do Inversor;

Como já citado anteriormente a malha externa deve ser mais lenta que o controle da malha interna, para que a malha interna possa impor o pico de corrente no indutor de acoplamento com a rede e assim estabilizar a tensão no barramento CC.

### 3.4.5 Projeto do controlador PI da malha de tensão

O projeto do controlador de tensão foi realizado tomando como base o tempo de resposta da estrutura e ajustando os parâmetros KPI\_T (ação proporcional) e TPI\_T (ação integral).

Adotou-se a premissa de que a malha de tensão deve ser 100 vezes mais lenta que a de corrente. O compensador que satisfaz essa exigência foi o PI clássico com ganho 0,5 e constante de tempo 0,01, como mostra (3.5).

$$C_v(s) = 0,5 \cdot \frac{(s + 100)}{s} \quad (3.5)$$

Em que:

$C_v(s)$  : Função de transferência do controlador de tensão do Inversor;

## 3.5 Dimensionamento e especificação dos circuitos de potência

### 3.5.1 Inversor Trifásico Bidirecional

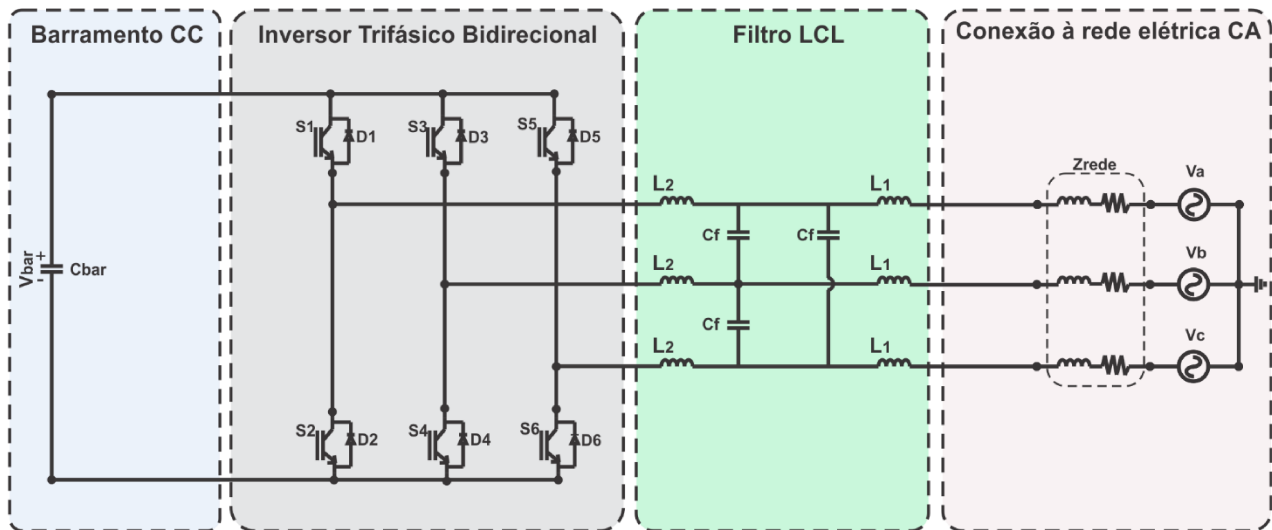
O projeto dos componentes que integram o Inversor Trifásico Bidirecional toma como base os parâmetros dos equipamentos disponíveis no laboratório de pesquisa e o valor nominal adotado para a tensão de alimentação que é igual a 220V<sub>rms</sub> (tensão fase-fase) e frequência de 60Hz. A potência nominal empregada foi de 2 kW e o barramento CC deve possuir uma tensão estabilizada em 400V e com baixa ondulação, sendo que a mesma é mantida constante através da estratégia de controle.

A frequência de chaveamento do PWM é igual a 10 kHz, sendo este um valor conveniente que une as especificações do *datasheet* dos interruptores com a facilidade de implementação utilizando um Processador Digital de Sinais (do inglês, *DSP – Digital Signal Processor*). Para a extração dos resultados práticos utilizou-se o processador TMS320F28335 da Texas Instruments® o qual possui recursos e funcionalidades que facilitam não somente sua integração ao software de simulação computacional escolhido mas também a aplicação em eletrônica de potência.

A Figura 3.17 detalha o circuito de potência do Inversor Trifásico Bidirecional indicando os componentes a serem projetados nesse capítulo e a Tabela 3.2 apresenta um resumo dos dados para projeto.



Figura 3.17 – Circuito de potência do Inversor Trifásico Bidirecional.



Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 3.2 – Especificações para projeto do Inversor Trifásico Bidirecional

Dados	Especificação
Valor da tensão no barramento ( $V_{bar}$ )	400 V
Tensão da rede rms ( $V_{ab}$ , $V_{bc}$ , $V_{ca} = V_g$ )	220 V
Potência nominal ( $P_n$ )	2000 W
Frequência portadora PWM ( $f_{sw}$ )	10 kHz
Frequência da rede ( $f_g$ )	60 Hz

Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.5.2 Determinação dos semicondutores

Os semicondutores utilizados no circuito de potência do inversor possuem especificação de acordo com os valores da tensão de pico, da corrente eficaz e da corrente de pico que cada um está submetido. A Tabela 3.3 mostra o resumo das especificações dos semicondutores para a estrutura de 2kW em condições nominais da tensão de alimentação.

É interessante salientar ainda que, como os diodos são utilizados independentemente da etapa de operação do inversor, deve-se empregar os diodos do modelo ultra rápido (*UF – Ultra Fast*) de modo que não aconteçam problemas relacionados à entrada e retirada de operação destes durante o período de chaveamento do sistema.

Tabela 3.3 – Especificações dos semicondutores.

Dispositivo	Parâmetro	Inversor Trifásico
<b>Interruptores</b> S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub> , S <sub>3</sub> , S <sub>4</sub> , S <sub>5</sub> e S <sub>6</sub>	Tensão de pico	400 V
	Corrente de pico	30 A
	Corrente média	8 A
<b>Diodos D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub> e D<sub>6</sub></b>	Tensão de pico	400V
	Corrente de pico	30 A
	Corrente média	8 A

Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.5.3 Projeto capacitor de desacoplamento ( $C_{bar}$ )

O capacitor  $C_{bar}$  é responsável pela interligação da geração renovável de energia com a entrada do inversor trifásico bidirecional. Ele possui como função desacoplar o estágio CC de entrada a partir do armazenamento da energia proveniente da fonte alternativa com descarga em quaisquer cargas presentes no barramento e na própria rede no caso da operação como inversor. Durante o modo de retificação, esse capacitor recebe energia tanto do sistema de geração de energia alternativa quanto do inversor afim de atender a demanda da carga da microrrede e manter da tensão do barramento.

Os critérios de projeto têm como base (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005) e (PIRES, 2016), e o valor final da capacitância é obtida por meio de (3.6).

$$C_{bar} \geq \frac{P_N}{4 \cdot \pi \cdot f_g \cdot V_{bar} \cdot \Delta V_{bar}} = 0,828 \text{ mF} \quad (3.6)$$

Em que:

$C_{bar}$  : capacitância do barramento [F];

$P_N$  : potência nominal [W];

$f_g$  : frequência da rede elétrica [Hz];

$V_{bar}$  : tensão do barramento CC [V];

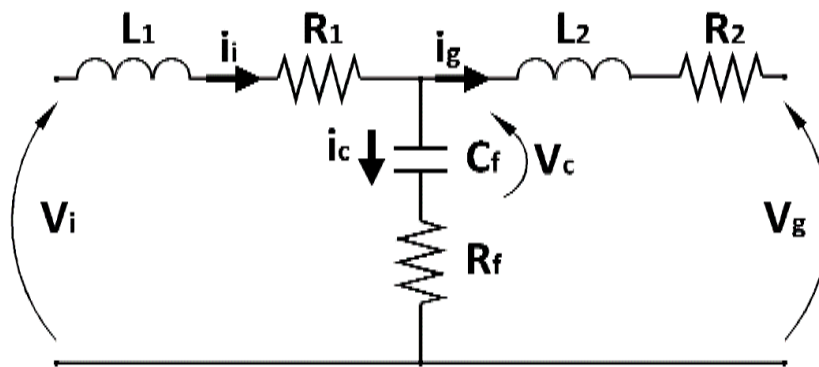
$\Delta V_{bar}$  : ondulação de tensão no barramento CC [V];

Já que o valor obtido é considerado alto para capacitores do tipo eletrolíticos operando sob uma tensão de 400V (tensão nominal do barramento), fez-se uma associação desses elementos de acordo com os capacitores disponíveis no laboratório, e o valor final de  $C_{bar}$  obtido é 880  $\mu\text{F}$ .

### 3.5.4 Projeto filtro LCL

Os filtros do tipo LCL mostram-se como os mais convenientes para aplicações em inversores conectados à rede e retificadores ativos modulados por largura de pulso (PWM) por alcançarem uma atenuação mais alta e acarretarem em uma redução de custos dada a redução do tamanho dos componentes. Utilizando esse tipo de filtro para minimizar o conteúdo harmônico de corrente injetada/drenada da rede elétrica, gerado principalmente pelo chaveamento em alta frequência, tomou-se como critério os métodos bastante eficazes apresentados por (REZNIK, SIMÕES, ALDURRA e MUYEEN, 2014). De acordo com os valores de projeto do inversor preestabelecidos anteriormente é possível realizar o projeto do filtro. A Figura 3.18 ilustra o filtro LCL a ser projetado indicando a nomenclatura de cada um de seus componentes.

Figura 3.18 – Circuito filtro LCL.



Fonte: Adaptado de (REZNIK 2014).

Deve-se fazer o cálculo da impedância base ( $Z_b$ ) e capacitância base ( $C_b$ ) conforme definido por (3.7) e (3.8):

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n} = 72,6 \, \Omega \quad (3.7)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_b} = 36,5 \, \mu F \quad (3.8)$$

Em que:

$\omega_g$  : frequência angular da rede elétrica [rad/s];

Para uma tensão de  $200V_{rms-ff}$ , potência nominal de 2kW e frequência angular de aproximadamente 377rad/s, tem-se uma impedância base de  $72,6\Omega$  e uma capacitância base de  $36,5\mu F$ .

O capacitor do filtro ( $C_f$ ) está diretamente interligado à potência reativa produzida pelo inversor. Afim de atingir um fator de potência unitário, considera-se que a variação máxima do fator de potência visto pela rede deve ser de 5%, limitando assim o valor do capacitor do filtro a 5% da capacitância base (3.9):

$$C_f = 0,05 \cdot C_B = 1,82\mu F \quad (3.9)$$

Para o cálculo do indutor do lado inversor ( $L_1$ ) deve-se considerar um “*ripple*” de corrente desejável sendo que nesse caso será usado um valor correspondente a 10% da corrente máxima. Abaixo tem-se o cálculo da corrente máxima ( $I_{m\acute{a}x}$ ), do “*ripple* de corrente” ( $\Delta i_{L_{m\acute{a}x}}$ ) e do indutor do lado do inversor ( $L_1$ ) de acordo com (3.10), (3.11) e (3.12) respectivamente:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{Pn \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot V_g} = 4.28 A \quad (3.10)$$

$$\Delta i_{L_{max}} = 0,1 \cdot I_{m\acute{a}x} = 0,428 A \quad (3.11)$$

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{6 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{L_{m\acute{a}x}}} = 15 mH \quad (3.12)$$

Para o cálculo do indutor de acoplamento da rede deve-se primeiro encontrar o fator de amortecimento. Para isso considera-se o inversor como uma fonte de corrente (REZNIK, SIMÕES, AL-DURRA e MUYEEN, 2014). O filtro LCL deve atenuar o ripple de corrente em até 20%, então deve-se atribuir esse valor para o fator de amortecimento ( $k_a$ ) e com isso é possível então calcular o indutor lado rede ( $L_2$ ) como descrito em (3.13):

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \cdot \omega_{sw}^2} = 0,83 mH \quad (3.13)$$

Após encontrados os valores de indutores deve-se avaliar se a frequência ressonante ( $f_{res}$ ) do filtro está de acordo com a condição de proposta por (REZNIK, SIMÕES, AL-DURRA e MUYEEN, 2014) de acordo com (3.14) e (3.15):

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} = 26327 rad/s \quad (3.14)$$

$$f_{res} = \frac{w_{res}}{2\pi} = 4190 \text{ Hz} \quad (3.15)$$

$$10 * f_g < f_{res} < 0,5 * f_{sw} \quad (3.16)$$

$$600 < 4190 < 5000 \quad \boxed{\text{Condição satisfeita}}$$

Em que:

$f_g$  : frequência da rede elétrica [Hz];

$f_{res}$  : frequência de ressonância do filtro [Hz];

$f_{sw}$  : frequência de chaveamento [Hz];

A frequência de ressonância do filtro LCL deve estar em uma faixa intermediária de frequência que não seja atingida pelos harmônicos de baixa frequência provocados pela rede elétrica e nem pelos elevados valores provocados pelo chaveamento do sistema, e isso foi comprovado a partir de (3.16). Após satisfeita a condição anterior deve-se calcular o resistor que será colocado em serie com o capacitor para que em conjunto diminua a ondulação da frequência ressonante e o mesmo é dado por (3.17):

$$R_f = \frac{1}{3 * w_{res} * C_f} = 6,9 \Omega \quad (3.17)$$

Por fim, na Tabela 3.4 tem-se todos dados calculados para o filtro LCL:

Tabela 3.4 – Especificações do filtro LCL

Dados	Especificação
Valor da tensão no barramento ( $V_{bar}$ )	400 V
Tensão da rede rms ( $V_g$ )	220 V
Potência nominal ( $P_n$ )	2000 W
Frequência portadora PWM ( $f_{sw}$ )	10 kHz
Frequência da rede ( $f_g$ )	60 Hz
Indutor lado inversor ( $L_1$ )	15 mH
Indutor rede ( $L_2$ )	0,83 mH
Capacitor do filtro ( $C_f$ )	1,82 $\mu$ F
Resistor de <i>damping</i> ( $R_f$ )	6,9 $\Omega$

Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.6 Considerações finais

Nesse capítulo detalharam-se as estruturas de potência e de controle do Inversor Trifásico Bidirecional aqui proposto. Apresentou-se a sequência de chaveamento para um melhor entendimento das etapas de operação, sendo possível assim compreender a estratégia de controle por completo.

Observa-se que a estrutura proposta é bidirecional e mantém o barramento constante em ambas as etapas de operação – durante o modo inversor impondo corrente com baixo conteúdo harmônico na rede e no modo retificador absorvendo corrente da rede também com baixa distorção harmônica total.

Outro detalhe importante também explicitado é o método de sincronização do conversor com a rede elétrica. Para esse estudo foram escolhidos dois métodos: o SRF-PLL e o PLL monofásico tradicional. A opção mais tradicional nas literaturas para esse tipo de aplicação é o SRF-PLL, porém, como já relatado previamente, o mesmo precisa de uma rede equilibrada e sem distorções harmônicas. Mediante essa condição, o PLL monofásico tradicional também foi testado para uma possível aplicação durante os testes práticos.

Também mostrou-se o equacionamento matemático para cada um dos componentes a serem dimensionados como o filtro LCL, o capacitor do barramento e as chaves. Com a especificação do inversor e os elementos predefinidos pode-se determinar os compensadores da planta, completando a estratégia de controle.

## CAPÍTULO 4 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E EXPERIMENTAIS

### 4.1 Considerações iniciais

Objetivando comprovar as teorias apresentadas no Capítulo 3, simulou-se o circuito de potência do Inversor Trifásico Bidirecional tal como seu controle no software PSIM® e, em seguida, desenvolvido um protótipo com o propósito de efetuar a verificação prática de resultados e aprovação de acordo com as teorias propostas. Os materiais e métodos empregados na obtenção dos resultados teóricos e práticos são expostos em detalhes neste capítulo.

Assim, nesse capítulo serão apresentados os resultados extraídos de acordo com a etapa de operação do conversor em estudo. Inicialmente serão exibidas as formas de onda resultantes da operação como retificador e posteriormente durante a operação como inversor. Por fim, analisa-se a resposta transitória do sistema de forma a validar a capacidade do mesmo de transição entre as duas etapas, ou seja, sua capacidade de trabalhar de forma bidirecional.

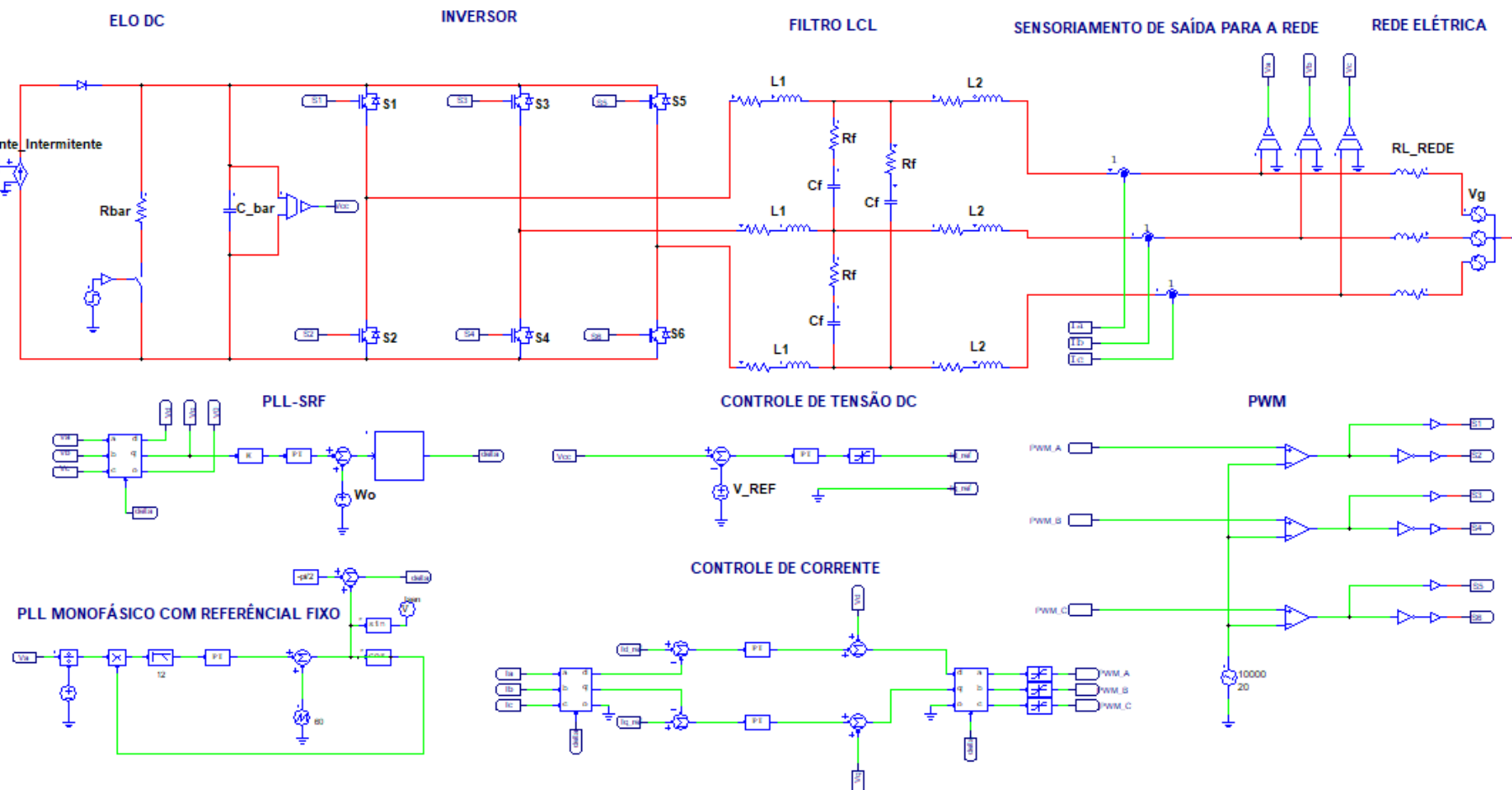
### 4.2 Resultados de simulação computacional

O *software* aplicado a fim de simular o Inversor Trifásico Bidirecional foi o PSIM®, sendo este escolhido devido aos seus recursos e aplicações orientados à área de Eletrônica de Potência. Além disso, este *software* conta com plataforma específica para simulação de microrredes com a presença de fontes renováveis de energia, como os sistemas fotovoltaicos e as turbinas eólicas, nos quais o inversor pode ser aplicado, assim contribuindo por meio de uma interface fácil e funcional. A Figura 4.1 ilustra a tela de trabalho do PSIM® contendo o circuito de potência e estratégia de controle do Inversor Trifásico Bidirecional Fonte de Tensão.

A estrutura de potência simulada contempla um barramento CC (elo DC), o inversor trifásico bidirecional propriamente dito, o filtro LCL e a conexão com a rede elétrica. Já a estrutura de controle conta com o PLL, as malhas de controle de corrente (interna) e de tensão (externa) e o PWM.

Visando reduzir o processamento computacional, optou-se por substituir a fonte de geração de energia alternativa por uma fonte de corrente controlada por tensão. Através dessa fonte, foi possível emular diferentes níveis de potência de forma a comprovar a eficácia de resposta do sistema.

Figura 4.1 – Circuito montado no PSIM® para simulação do Inversor Trifásico Bidirecional.



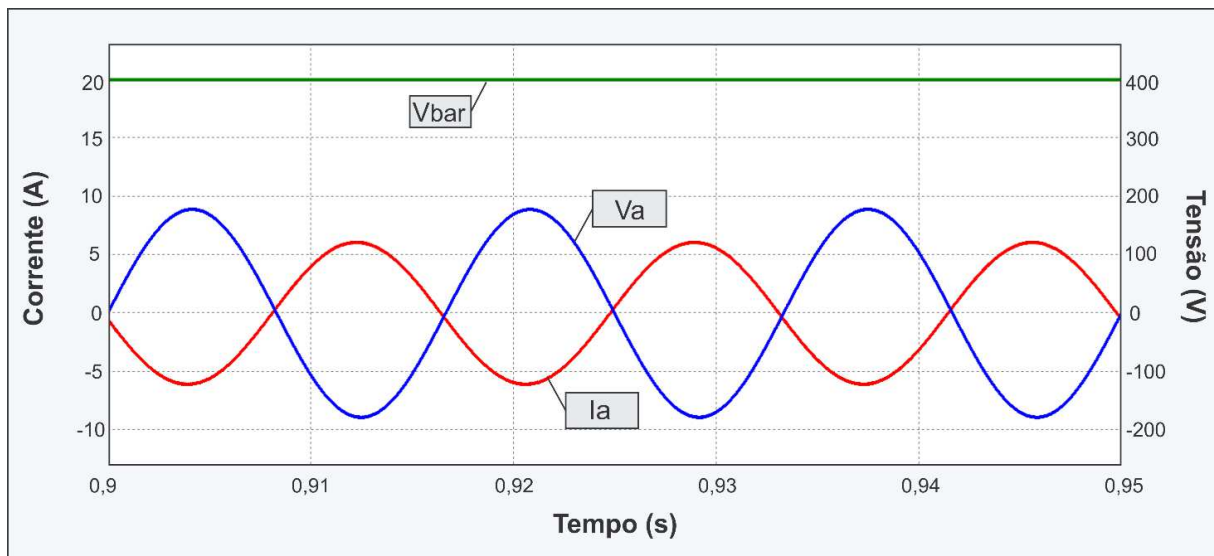
Fonte: Dados do próprio autor.



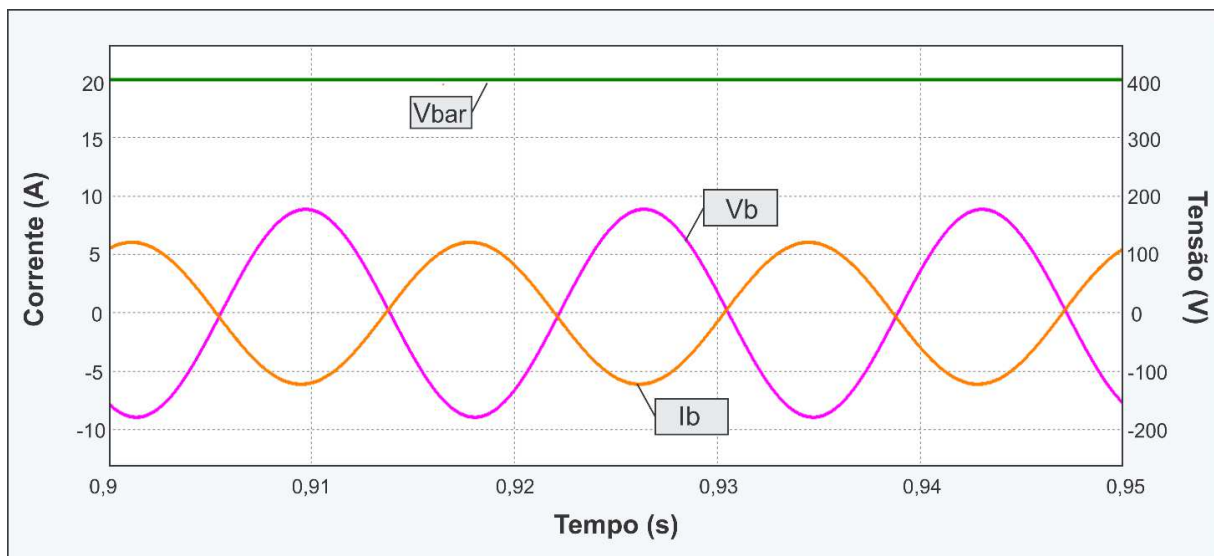
#### 4.2.1 Análise da resposta de controle: Modo Retificador

Com o objetivo de avaliar a resposta no modo de conversão CA-CC, quando a estrutura trabalha como um retificador ponte completa trifásico, simulou-se o sistema operando em condições nominais através da conexão de uma carga com demanda de 1600W de potência no barramento CC e com a fonte intermitente desconectada do sistema (resposta ilustrada na Figura 4.2).

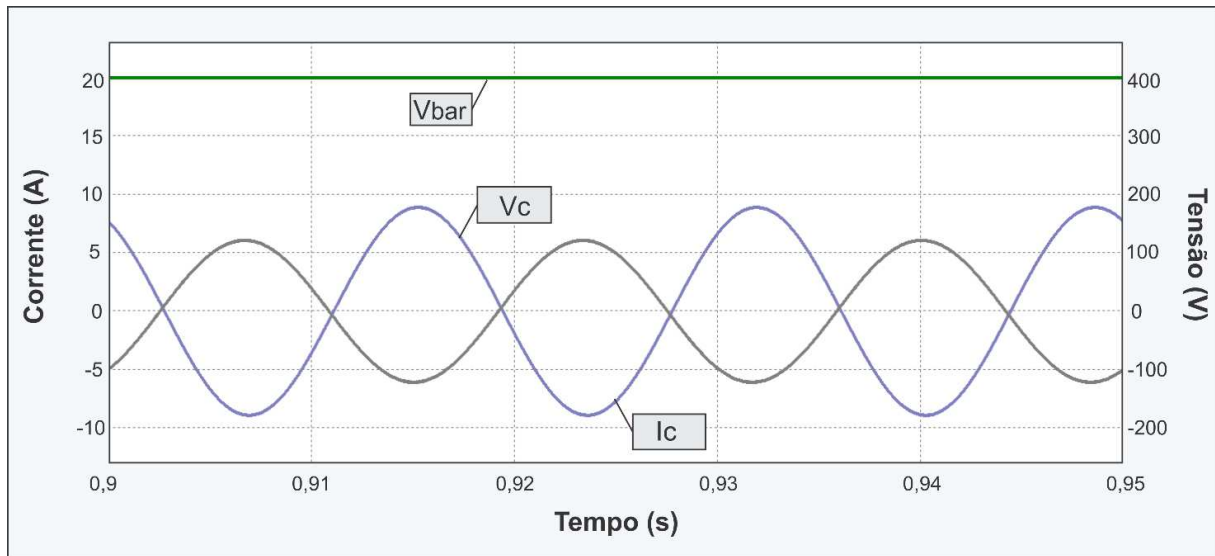
Figura 4.2 – Resposta em regime permanente das tensões ( $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ ) e correntes drenadas ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ) da rede e da tensão no barramento ( $V_{bar}$ ): (a) fase A, (b), fase B e (c) fase C para o modo retificador.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Dados do próprio autor.

Como a potência disponibilizada no barramento é nula e consequentemente inferior à demanda da carga, o restante da potência para atendimento da mesma é dada pela rede CA de alimentação. A carga drena a potência necessária através do chaveamento estabelecido pela estratégia de controle, resultando em uma corrente de aspecto senoidal e consequentemente de baixo conteúdo harmônico.

Nessa etapa de operação, como não há energia disponível no barramento CC, a tensão do mesmo tende a cair. Entretanto, através da estratégia de controle, tem-se a retificação da tensão da rede e manutenção da tensão do barramento estabilizada na referência (400 V). Dessa forma, conforme ilustrado na Figura 4.2 a tensão  $V_{\text{bar}}$  foi estabilizada na referência proposta e as correntes apresentaram uma defasagem angular de 175,2 (fator de potência de -0,9965) em relação às tensões da rede elétrica.

É de suma importância elucidar ainda que se tem um controle único para ambas as etapas de operação – isto é: a estratégia verifica automaticamente a exigência de potência do barramento e de quaisquer cargas conectadas ao mesmo e define o funcionamento da estrutura como retificador ou inversor.

Por fim, sabe-se que a medição da corrente no indutor tem como padrão a operação no modo inversor, então, como mostra a Figura 4.2, a corrente está com uma defasagem de aproximadamente  $180^\circ$ , comprovando que a demanda da carga está sendo suprida a partir da rede (modo retificador).

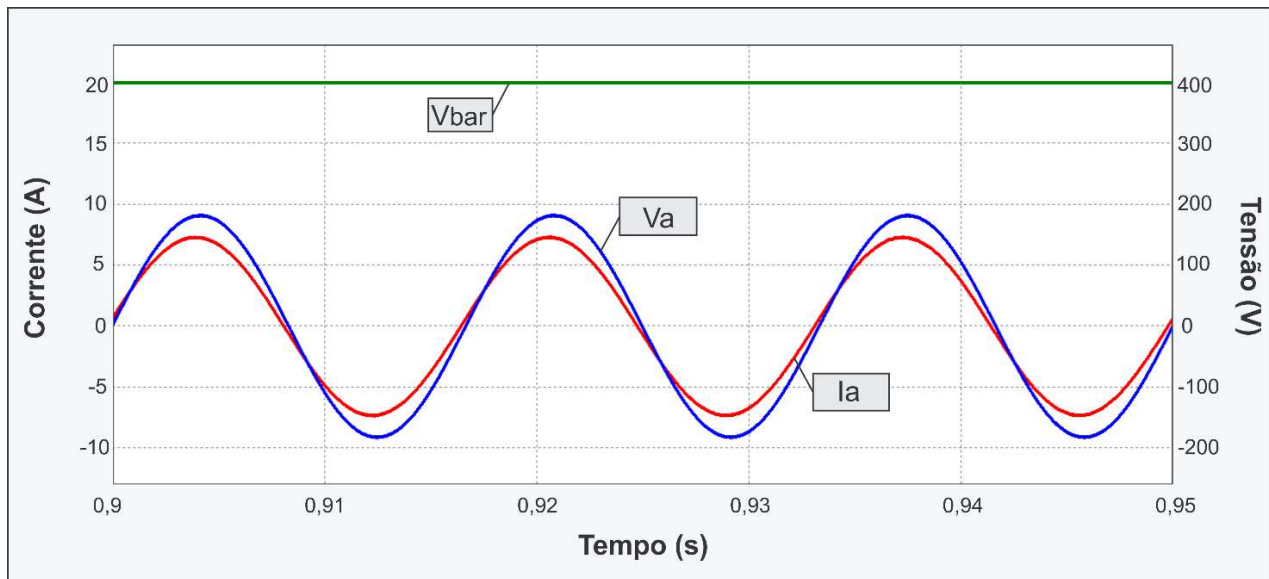
#### 4.2.2 Análise da resposta de controle: Modo Inversor

No intuito de analisar a resposta no modo inversor em operação nominal inseriu-se uma fonte de corrente no barramento CC, fazendo o papel da fonte intermitente. Essa fonte fornece uma potência de 2000W não havendo nessa situação a presença de nenhuma carga conectada ao barramento; ou seja, toda a potência gerada pela fonte intermitente (excetuando-se as perdas inerentes ao sistema) é injetada na rede.

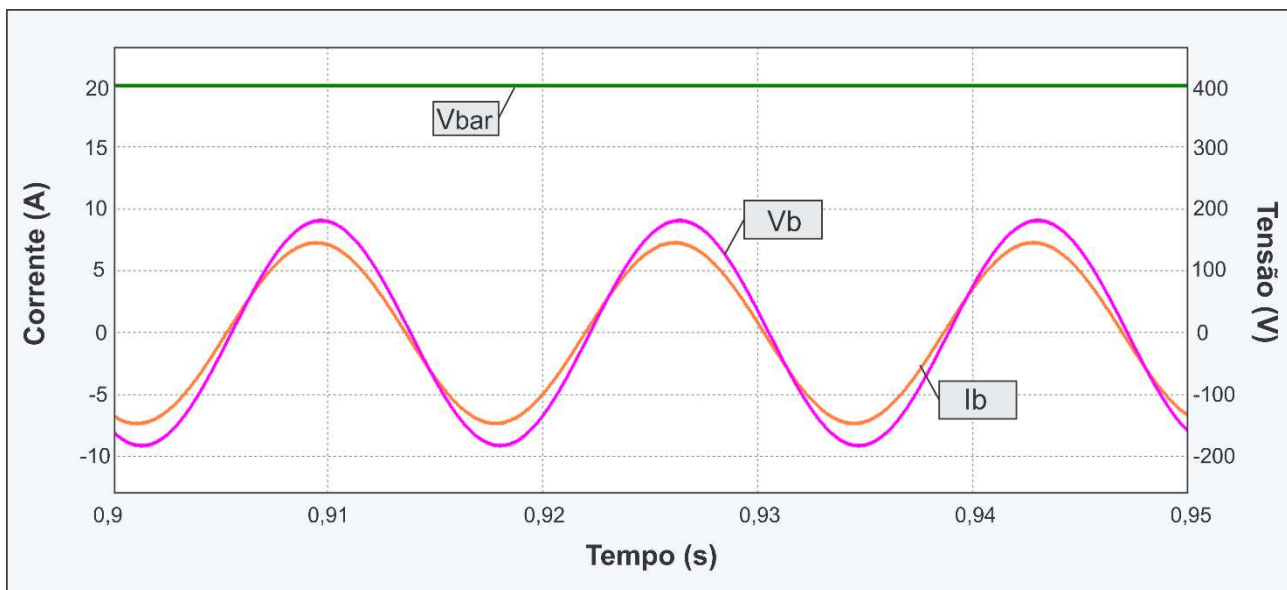
Durante essa etapa de operação, a potência disponibilizada no barramento, representada pela fonte de corrente controlada por tensão, é superior à demanda do mesmo. Dessa forma, a estrutura realiza a inversão do fluxo de energia e injeta na rede o excedente de potência por meio de uma corrente senoidal e do controle de tensão do barramento CC.

A resposta em regime permanente obtida para a tensão no barramento CC e correntes injetadas na rede por fase estão mostradas na Figura 4.3. Fica evidente a boa resposta do controle de tensão da microrrede ( $V_{bar}$ ) uma vez que, assim como na etapa de retificação, nessa etapa essa tensão também está regulada em 400V. Conjuntamente, ainda observando a Figura 4.3, constata-se uma defasagem angular de  $4,8^\circ$  entre corrente e tensão de entrada, fato esse característico do modo inversor, com obtenção de um fator de potência de 0,9965.

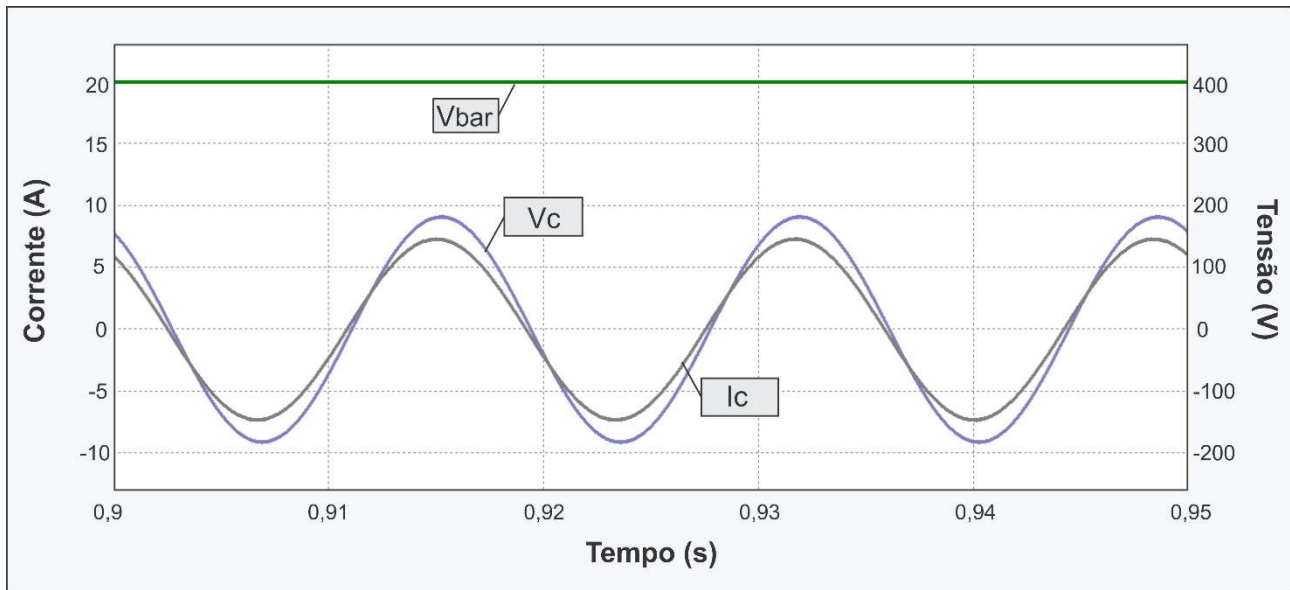
Figura 4.3 – Resposta em regime permanente das tensões ( $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ ) e correntes drenadas ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ) da rede e da tensão no barramento ( $V_{bar}$ ): (a) fase A, (b), fase B e (c) fase C para o modo inversor.



(a)



(b)

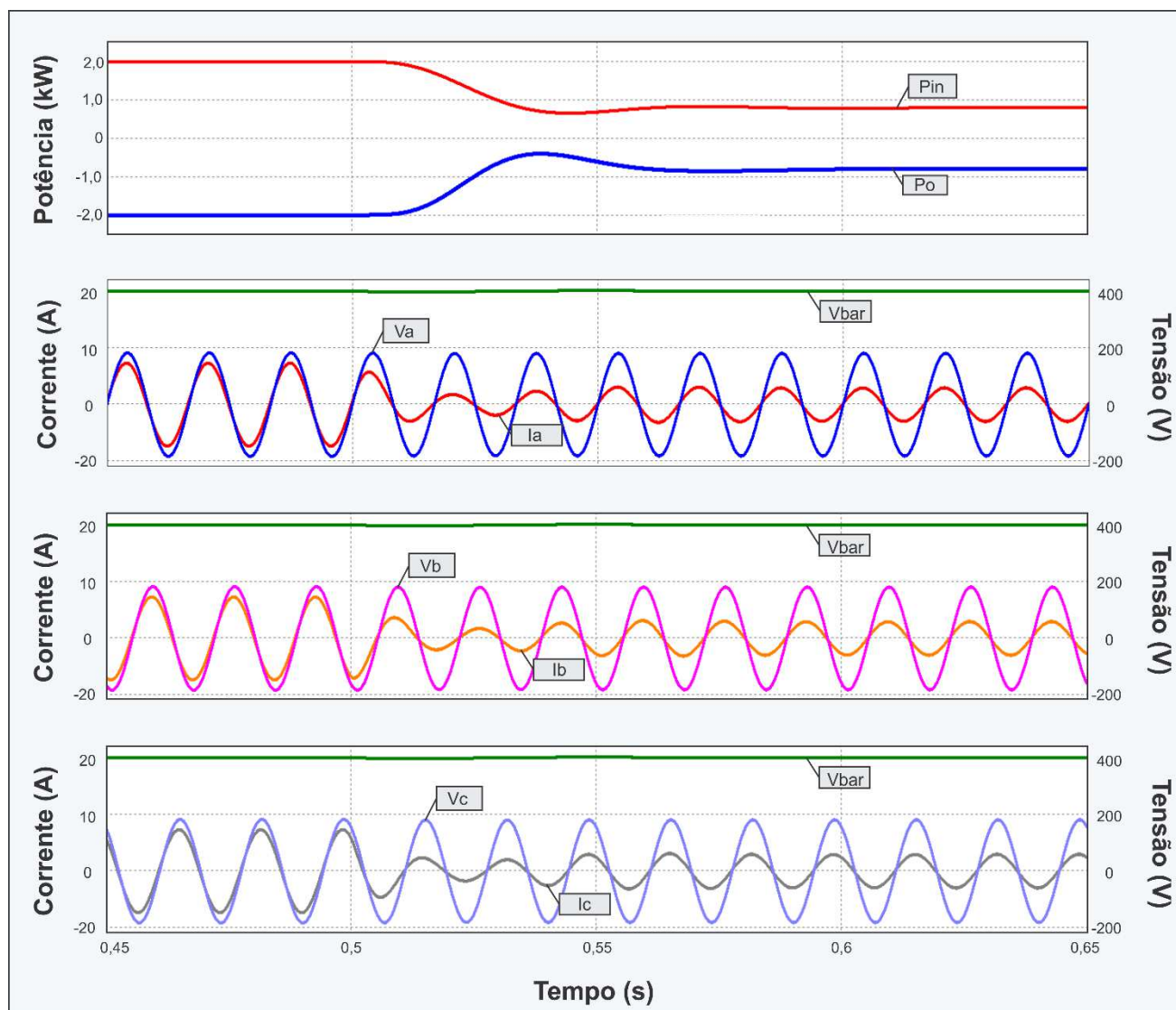


(c)

Fonte: Dados do próprio autor.

Uma segunda simulação realizada refere-se a um degrau de potência dado pela queda da potência de entrada do inversor de 2000W para 800W. Isso seria equivalente a ocorrência de diferentes níveis de irradiação para um sistema solar ou ainda velocidades do vento distintas no caso de um sistema eólico, por exemplo. A Figura 4.4 ilustra essa situação e mostra a boa atuação dos controladores apresentando baixo período transitório (aproximadamente 56ms) e alteração mínima na magnitude da tensão do barramento (inferior a 0,5%).

Figura 4.4 – Resultado de simulação do degrau de potência de 2000W para 800W.



Fonte: Dados do próprio autor.

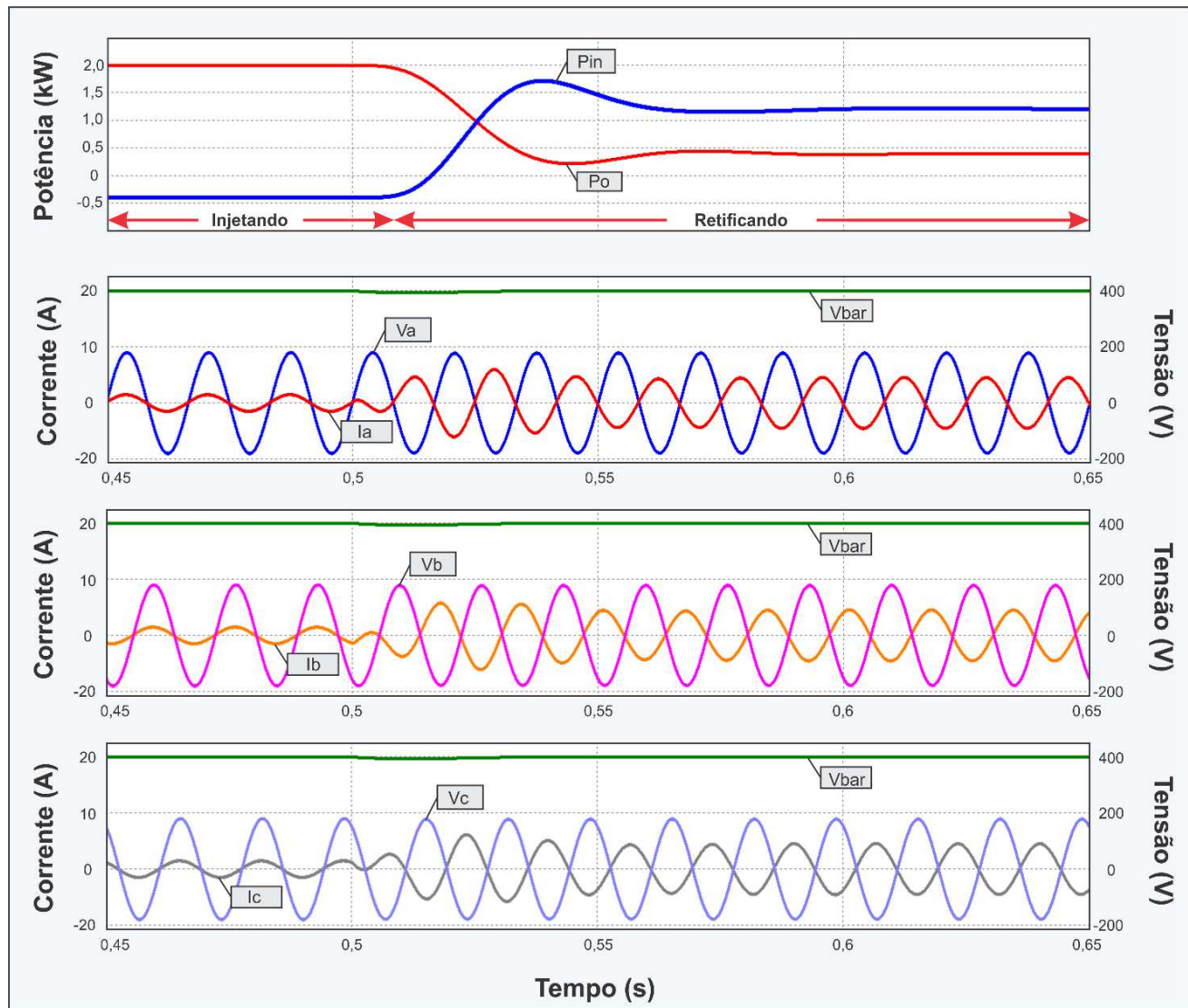
#### 4.2.3 Análise da resposta transitória entre os modos de operação

Com o propósito de verificar a ação bidirecional do Inversor Trifásico, realizou-se a simulação do sistema com a fonte intermitente fornecendo 2000W de potência e alimentando uma carga no barramento CC de 1600W, de maneira que o restante (400W) é injetado na rede elétrica. Em 0.5s tem-se uma queda na potência da fonte intermitente ( $P_{in}$ ) que passa a fornecer 400W. Portanto, nesse cenário, a rede terá que suprir o déficit de potência deixado pela fonte e exigido pela carga, passando a fornecer 1200W.



Os detalhes da resposta obtida estão evidenciados na Figura 4.5. Visualiza-se a inversão de fases das correntes nos terminais da rede ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ) e a estabilização da tensão  $V_{bar}$  conforme esperado. A potência nos terminais da rede passa de -400W (exportação de energia) para 1200W (importação de energia) de forma que fica comprovada a característica de bidirecionalidade do conversor.

Figura 4.5 – Análise transitória computacional de troca nos modos de operação.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 4.3 Resultados experimentais

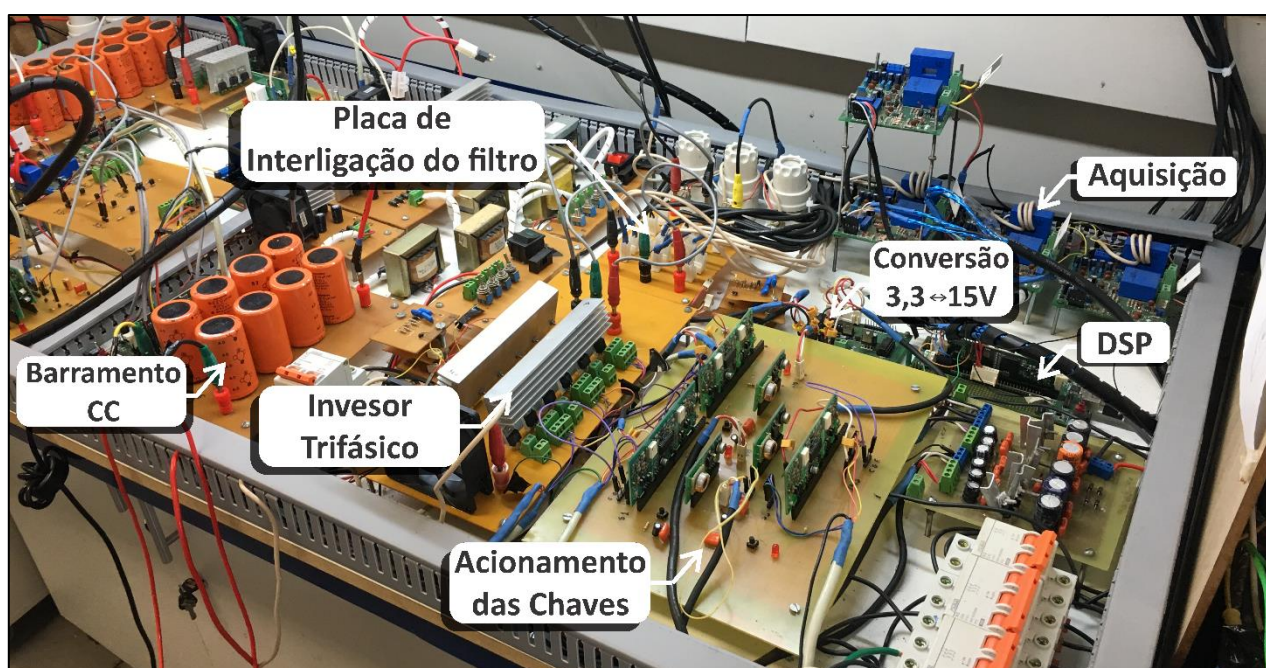
#### 4.3.1 Aspectos de construção do protótipo do Inversor trifásico

Para validar as proposições teóricas descritas e os resultados de simulação computacional apresentados, desenvolveu-se um protótipo do Inversor Trifásico Bidirecional com capacidade de processar uma potência máxima de 2kW como mostrado na Figura 4.6. Os dados dos principais elementos que constituem o protótipo estão apresentados na Tabela 4.1.

A técnica de controle foi implementada através do controlador digital da *Texas Instruments*<sup>®</sup> (TI) denominado DSP TMS320F28335 no qual foi embarcado o algoritmo pré desenvolvido durante a etapa de simulação.

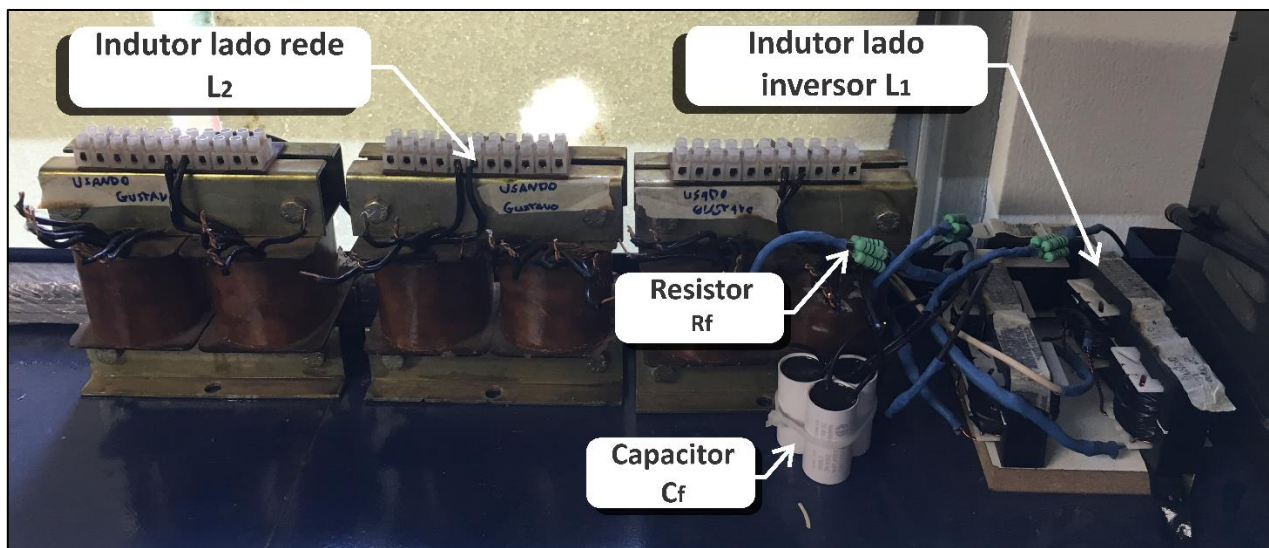
Para realização da programação dessa estratégia utilizou-se o *software Code Composer Studio* (CCS), um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) que suporta todo o portfólio de microcontroladores e processadores embarcados da TI.

Figura 4.6 – a) Protótipo do Inversor Trifásico Bidirecional fonte de tensão de 2 kWp. b) Filtro LCL.



a)





b)

Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 4.1 - Resumo dos parâmetros do protótipo do Inversor Trifásico Bidirecional.

Componente	Especificação
Interruptores $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5$ e $S_6$	IGBT – IRG4BC30F: 600V; 17A
Diodos $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5$ e $D_6$	FES16JT: 600V; 16A
Indutor $L_2$	Núcleo de Aço Silício; 1,3mH
Indutor $L_1$	Núcleo de Ferrite; 6mH
Resistor $R_f$	Associação de resistores; 6,9 $\Omega$
Capacitores $C_f$	50/60Hz; 2 $\mu$ F
Capacitor $C_{bar}$	Associação de capacitores eletrolíticos; 457mF
Microcontrolador	DSP – TMS320F28335

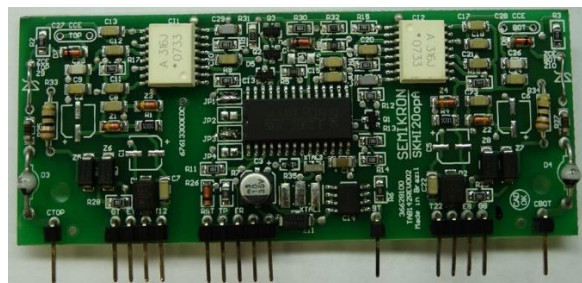
Fonte: Dados do próprio autor.

O acionamento dos interruptores foi realizado utilizando-se o circuito de gatilho duplo (*gate driver duplo*) SKHI-20opA da Semikron® conforme mostra a Tabela 4.2. Sua estrutura possui proteção integrada contra curto-circuito baseada no monitoramento contínuo da tensão em cada interruptor, provendo o desligamento suave com sinalização de erro.

São apresentados os principais resultados experimentais que validam a estrutura e sua estratégia de controle sendo que, para a realização dos testes, houve uma redução na potência nominal

devido à limitação dos componentes laboratoriais e para que seja mantida a integridade da estrutura. Os ensaios foram realizados para uma tensão da rede elétrica de 50 V<sub>p</sub> (V<sub>a</sub>, V<sub>b</sub>, V<sub>c</sub>) e um barramento CC (V<sub>bar</sub>) de 100 V para as duas etapas de operação. É importante destacar ainda que, por uma questão de segurança, todos os testes foram realizados com a utilização de um Transformador Variador de Tensão da marca STP<sup>®</sup> modelo ATV-245-T.

Tabela 4.2 - Especificações do circuito duplo para acionamento de interruptores SKHI 20 opA da *Semikron*.

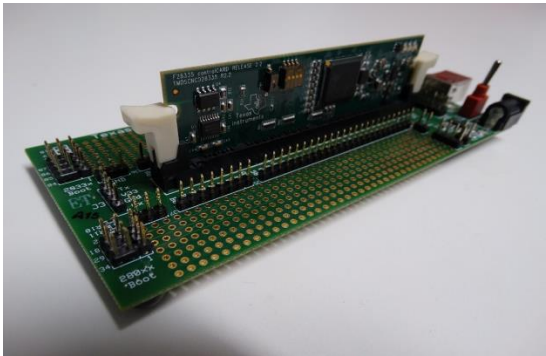


Tensão de alimentação	15 V
Frequência máxima de chaveamento	100 kHz
Máxima tensão detectável entre coletor e emissor	1000 V
Limiar de tensão de entrada para nível alto	11 V
Limiar de tensão de entrada para nível baixo	4,8 V
Tensão no gatilho do interruptor para estado ligado	15 V
Tensão no gatilho do interruptor para estado desligado	-8 V

Fonte: (RIBEIRO, 2018)


Na Tabela 4.3 tem-se as características do microprocessador da *Texas Instruments*<sup>®</sup> utilizado para implementação digital de todo o algoritmo de controle do sistema. Esse microprocessador possui tensão de trabalho de 0 a 3,3V e o protótipo construído possui elementos que atuam em tensão de 0 a 15V de forma que se tornou necessária a utilização de uma placa de conversão de sinais de 0 – 3,3V para 0 – 15V como mostra a Tabela 4.4.

Tabela 4.3 - Especificações do microprocessador DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments®*.

	<b>Arquitetura de ponto flutuante de 32 bits</b>
	Conversor analógico / digital (A/D) ultra rápido (80 ns)
	512 KB de memória Flash
	68 KB de memória RAM
	Frequência de <i>clock</i> de 150 MHz
	176 pinos de entrada e saída de propósito geral

Fonte: (RIBEIRO, 2018)

Tabela 4.4 - Especificações do módulo de conversão dos sinais da faixa de 0 a 3,3 V para a faixa de 0 a 15 V.

	<b>Portas de Entrada</b>	<b>12</b>
	Faixa de tensão dos sinais de entrada	0 a 3,3 V
	Portas de Saída	12
	Faixa de tensão dos sinais de Saída	0 a 15 V

Fonte: (RIBEIRO, 2018)

A aquisição de todos os sinais analógicos de corrente e de tensão e sua conexão às entradas do conversor A/D do DSP é feita através da placa de aquisição de sinais de acordo com os dados expostos na Tabela 4.5.

Utilizaram-se ainda disjuntores para proteção contra curto circuito e sobrecargas elétricas. Também foram utilizados dissipadores de calor e *coolers* para melhor troca térmica dos diodos e interruptores com o ar, evitando assim o desgaste excessivo e aumentando a vida útil dos mesmos.

Tabela 4.5 - Especificações do módulo para aquisição e condicionamento de sinais de tensão e corrente



<b>Tensão de alimentação</b>	<b><math>\pm 12\text{ V}</math></b>
Máxima corrente eficaz de medição	50 A
Faixa de medição de corrente	- 70 A a + 70 A
Máxima tensão eficaz de medição	500 V
Faixa de medição de tensão	- 500 V a + 500 V
Faixa de tensão do sinal de saída	0 a 3,3 V
Nível de <i>offset</i>	1,5 V

Fonte: (RIBEIRO, 2018)

A geração de energia alternativa conectada à microrrede foi realizada através do emulador solar Regatron® TopCon Quadro – *Programmable DC Power Supply* modelo TC.P.10.600.400.S mostrado na Figura 4.7 trabalhando conforme a fonte de corrente utilizada nas simulações.

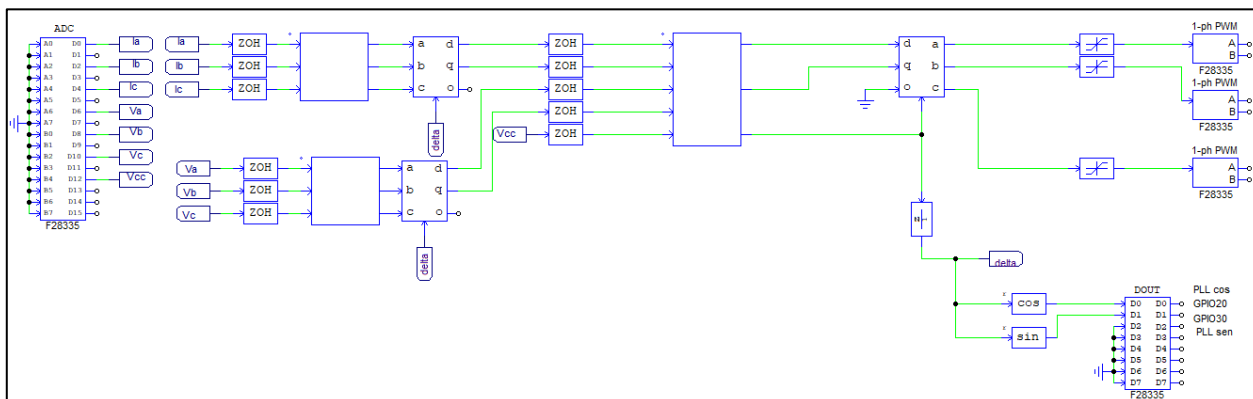
Para controle do sistema completo foi criado um código de comando em linguagem C que pode ser visualizado no Apêndice A. A configuração do sistema de conversão A/D, portas PWM e das entradas e saída de propósito geral foi realizada a partir da interface presente no PSIM®, sendo esta mostrada na Figura 4.8.

Figura 4.7 – Emulador solar utilizado para os resultados experimentais.



Fonte: (RIBEIRO, 2018)

Figura 4.8 – Interface do PSIM<sup>®</sup> utilizada para desenvolvimento do código de controle e configuração do DSP TMS320F28335.



Fonte: Dados do próprio autor.

#### 4.3.2 Verificação experimental do PLL e pulsos de gatilho

A princípio serão apresentados os resultados que validam o algoritmo implementado a partir do PLL para a geração de uma referência senoidal casada em fase e frequência com a rede elétrica e também os que exibem a verificação dos pulsos de gatilho das chaves. O algoritmo criado será legitimado com a comparação dos valores digitais de saída da estratégia de controle realizada através do DSP e as medições realizadas no protótipo construído.

Como verificação experimental inicial, foi investigada a ação dos dois modelos de PLL projetados na seção 3.3 Phase Locked Loop (PLL) . Para isso, desenvolveu-se um código de comando para inversão no estado de saída de uma GPIO (*General Purpose Input Output*) do DSP à medida que ocorre a mudança de sinal da tensão da rede elétrica. Isso significa que quando a senóide de saída do PLL for superior a zero, o pino apresenta nível alto (3,3V) e quando for menor que zero apresenta nível baixo (0V).

Primeiro fez-se o teste para o SRF-PLL, que é o modelo baseado na transformada DQ0. Obteve-se um bom sincronismo com a rede, porém essa alternativa não se mostrou muito estável e em alguns momentos perdia-se a referência. Como citado anteriormente (3.3.1 SRF - PLL (transformada de Park)) esse tipo de PLL produz bons resultados para tensões sem distorções e equilibradas, situação não correspondente aos testes práticos realizados. Essas distorções influenciam na saída do PLL fazendo com que o ângulo gerado pelo mesmo seja calculado com erro. Dessa

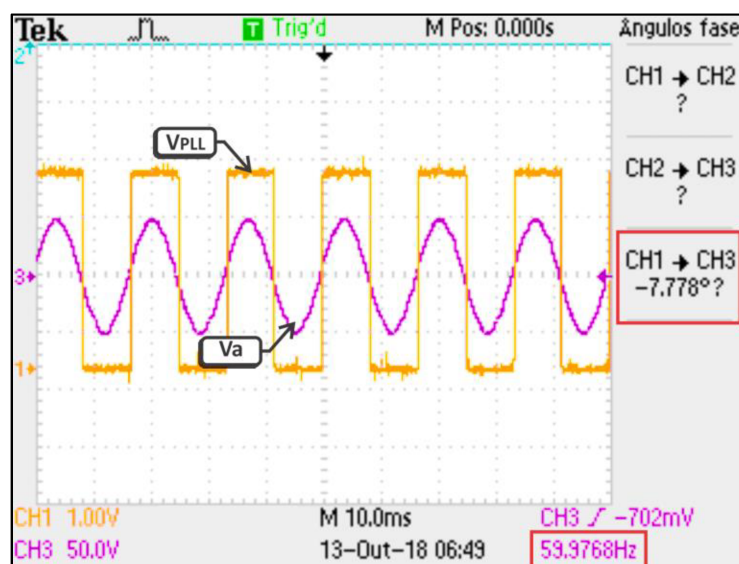


maneira, devido à aplicação e localidade de realização dos testes, esse sistema mostrou-se incompatível.

Partindo então para o PLL monofásico, utilizou-se o mesmo método para observar o sincronismo com a rede que é mostrado na Figura 4.9. No caso dessa opção de PLL, o distúrbios e desequilíbrios não afetaram tão significativamente o cálculo do ângulo de referência como ocorreu com o primeiro PLL.

Nota-se, pela análise da referida figura, que a onda de saída do PLL ( $V_{PLL}$ ) está atracada em fase e frequência com a onda de tensão da rede ( $V_a$ ). Observou-se uma diferença de fase de  $-7,8^\circ$  entre os sinais com frequência de 59,98Hz e, portanto, o PLL projetado alcançou seu objetivo proposto de obtenção de sincronismo com a rede.

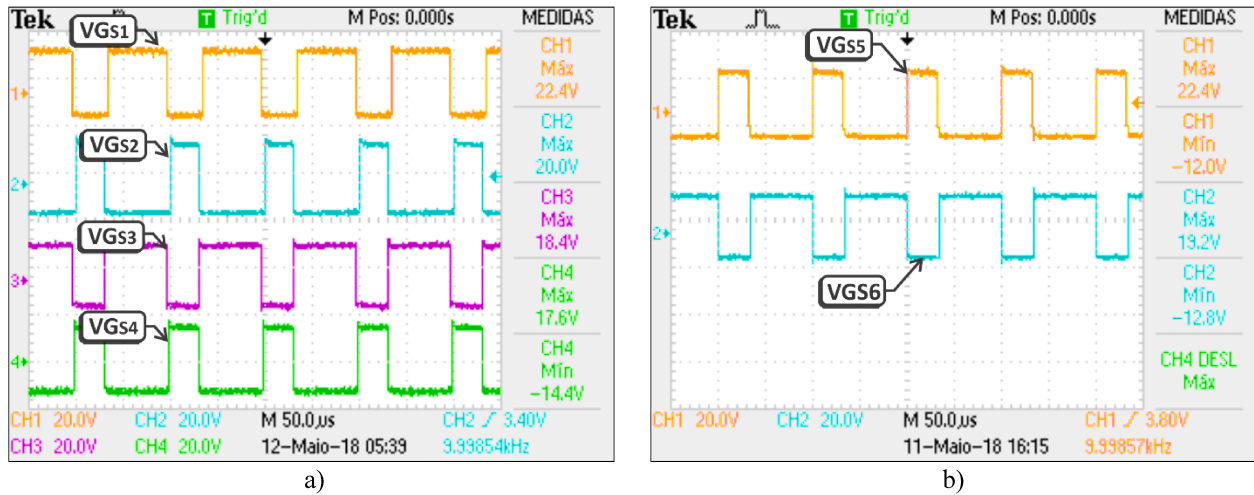
Figura 4.9 – Verificação do sincronismo entre a tensão da rede ( $V_a$ ) e a saída do PLL monofásico ( $V_{PLL}$ ).



Fonte: Dados do próprio autor.

Um último fator importante de verificação prática são os pulsos de gatilho de cada interruptor do Inversor trifásico. Durante os testes práticos, estes devem ser constantemente monitorados visando garantir o bom funcionamento e integridade dos elementos do circuito de potência. Na Figura 4.10 estão apresentados os sinais para acionamento das chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$ . Os pulsos mostrados estão presentes na saída dos *gates drivers* duplos e possuem valores máximo e mínimo de acordo com o especificado pelo *datasheet*, garantindo a condução e abertura das chaves.

Figura 4.10 – a) Sinal de gatilho dos interruptores  $S_1$  ( $V_{GS1}$ ),  $S_2$  ( $V_{GS2}$ ),  $S_3$  ( $V_{GS3}$ ) e  $S_4$  ( $V_{GS4}$ ) e b) Sinal de gatilho dos interruptores  $S_5$  ( $V_{GS5}$ ) e  $S_6$  ( $V_{GS6}$ )



Fonte: Dados do próprio autor.

#### 4.3.3 Análise experimental do modo retificador

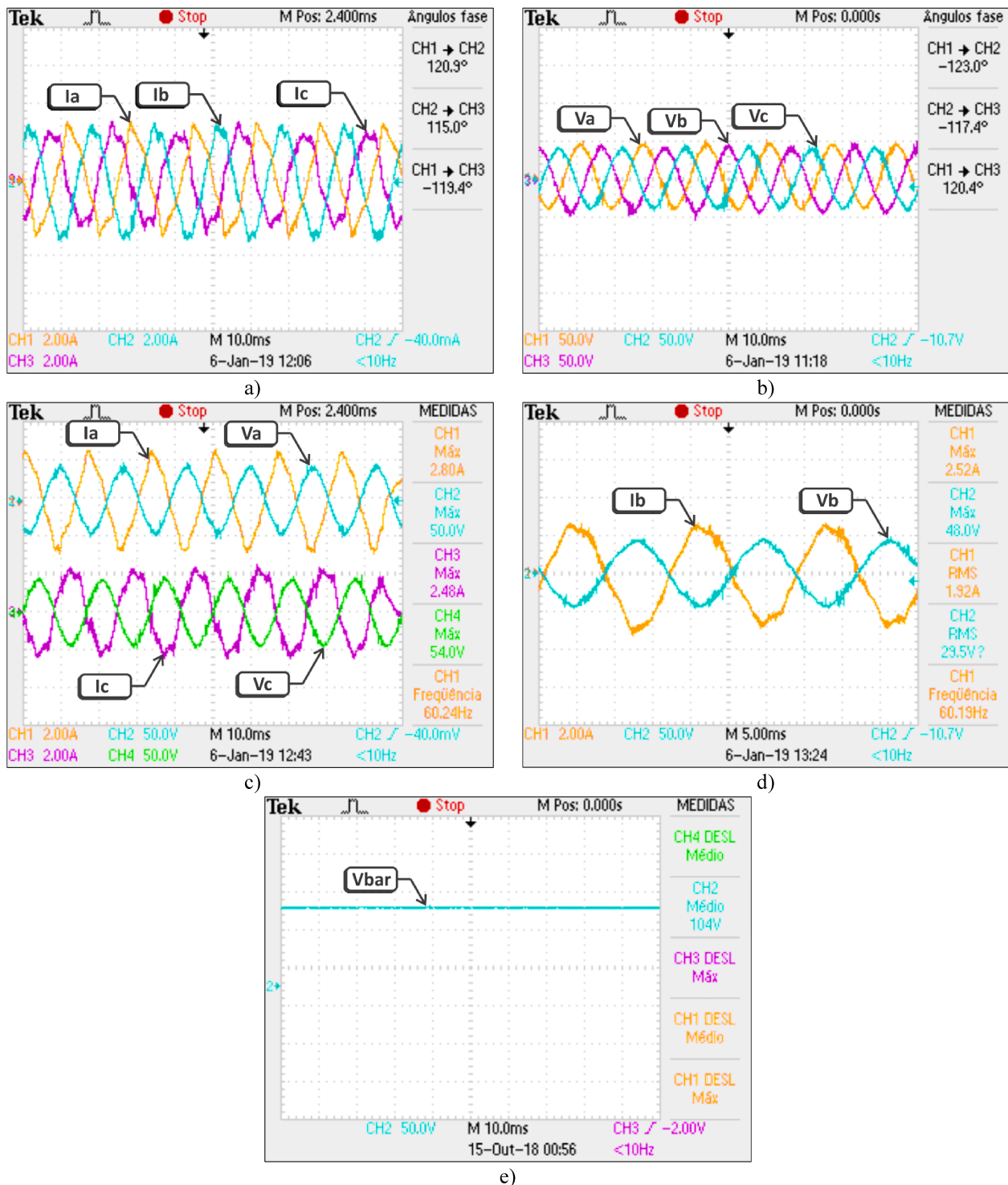
Para a verificação prática da operação do Inversor Trifásico no modo de retificação, foram estabelecidas as seguintes condições: 1) não foi conectada nenhuma fonte de geração de energia ao barramento CC, emulando uma situação sem geração solar ou eólica, por exemplo e 2) tem-se conectada ao barramento CC uma carga puramente resistiva de 100 ohms (demanda de 100W). Com isso, toda a energia necessária para atendimento dessa carga é resultante da rede CA.

Para analisar as respostas nesse modo de operação, tem-se a Figura 4.11. Na Figura 4.11 a), tem-se as três correntes ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ) com o indicativo de defasagem entre as mesmas. Nota-se que as correntes têm uma defasagem aproximada entre as fases  $a$  e  $b$  de  $120^\circ$  e entre  $a$  e  $c$  de  $-120^\circ$ , conforme esperado. Na parte b) da mesma figura, tem-se a mesma indicação mas agora em relação às três tensões ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ). Nas tensões também comprova-se o equilíbrio entre as formas de onda.

Na Figura 4.11 c) e d) tem-se a corrente de entrada comparada à tensão de entrada de cada fase ( $V_a$ ,  $I_a$ ,  $V_c$ ,  $I_c$ ,  $V_b$  e  $I_b$ ). Como mostrado anteriormente, quando operando no modo retificador, a corrente deve ficar defasada de  $180^\circ$  em relação à tensão, e é o que se observa nas figuras.

Por fim, na Figura 4.11 e), tem-se a tensão no barramento CC ( $V_{bar}$ ). Nota-se que essa tensão se manteve na referência estipulada de 100V com um erro de apenas 4%, mostrando assim que o controle está funcionando adequadamente para a função retificador.

Figura 4.11 – Modo retificador: a) Correntes trifásicas ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ). b) Tensões trifásicas ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ). c) Tensões e correntes das fases A e C ( $V_a$ ,  $V_c$ ,  $I_a$  e  $I_c$ ). d) Tensão e corrente da fase B ( $V_b$  e  $I_b$ ). e) Tensão no barmeto ( $V_{bar}$ ).

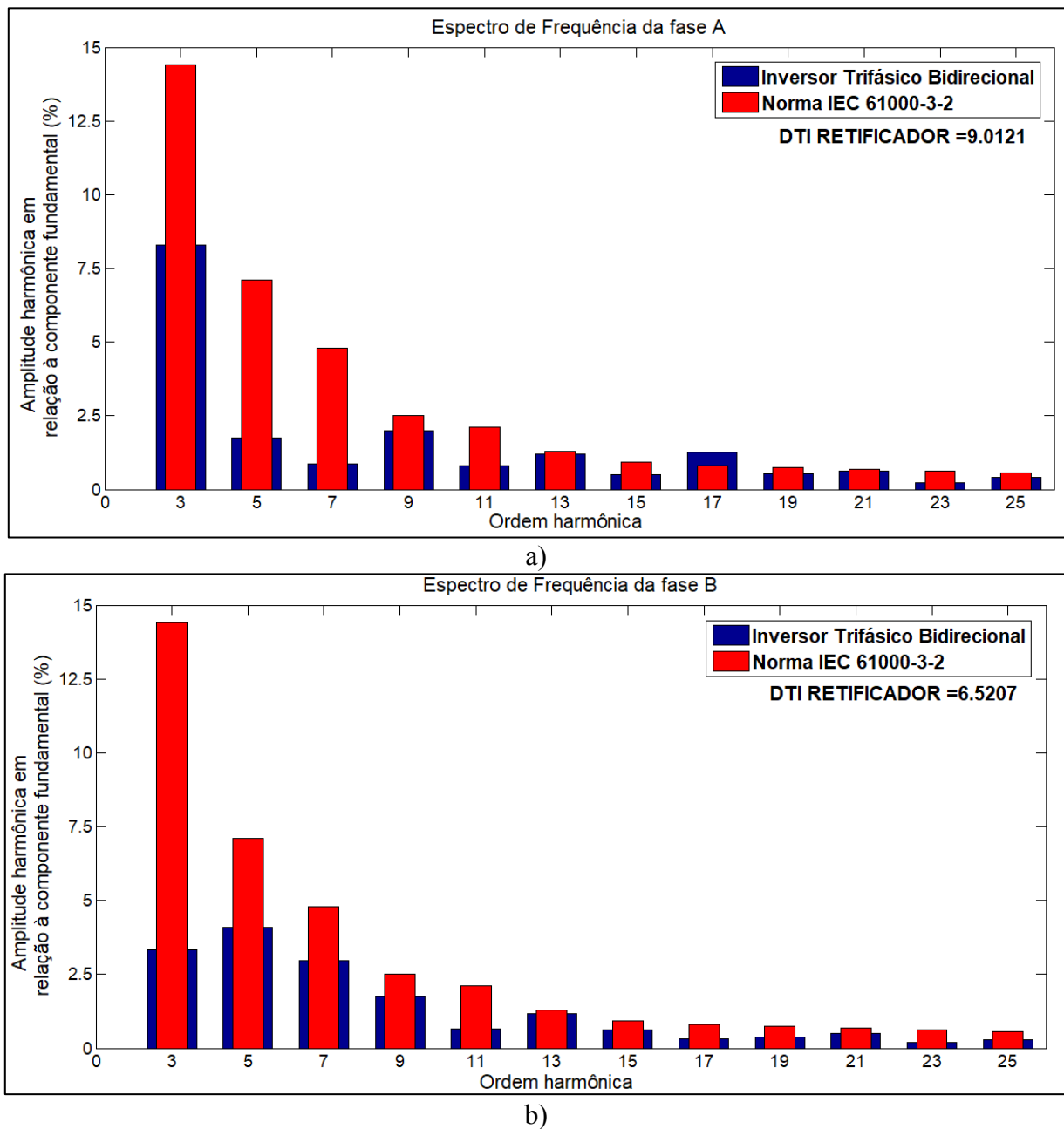


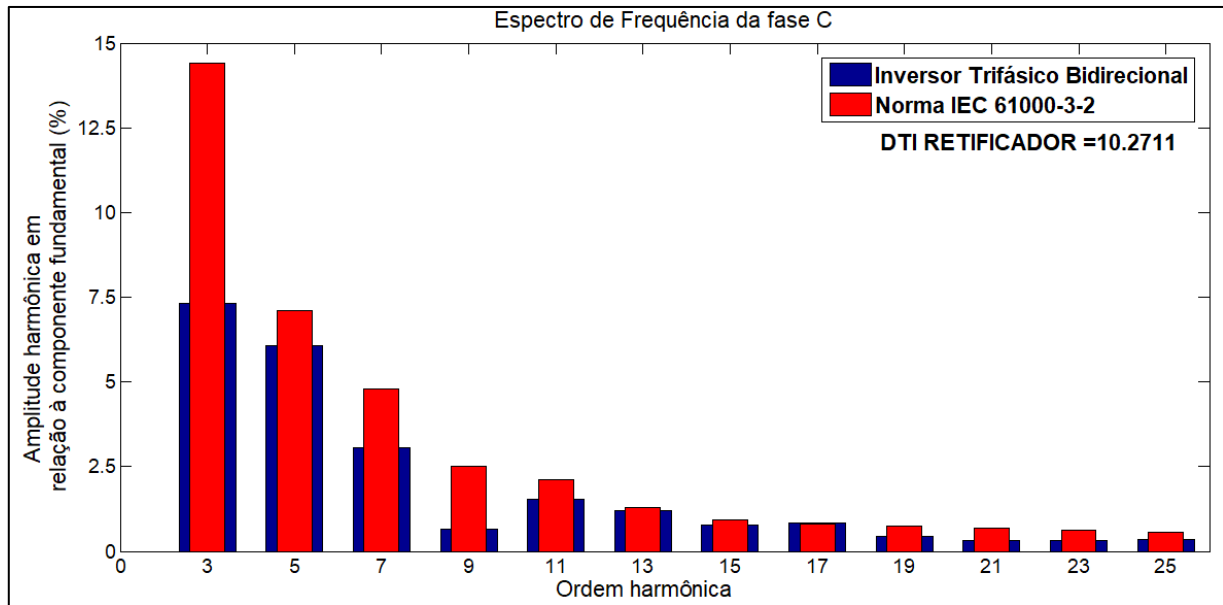
Fonte: Dados do próprio autor.



Na Figura 4.12, a fim de verificar e comparar o conteúdo harmônico da corrente de entrada drenada pelo conversor, obteve-se o espectro harmônico das formas de onda de  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  contemplando a comparação com a norma internacional IEC 61000-3-2. Essa validação foi realizada através do código desenvolvido e validado por (LIMA, 2015) no *software* Matlab® o qual está disponibilizado no Apêndice B.

Figura 4.12 – Espectro harmônico da corrente CA de entrada retificando: a) Fase A. b) Fase B. c) Fase C.





c)

Fonte: Dados do próprio autor.

De acordo com a Figura 4.12 o conversor extrapolou ligeiramente o limite estipulado pela norma IEC 61000-3-2 apenas na fase *A* no 17º harmônico. Esse desvio pode ser minimizado através da realização dos testes em potência nominal.

#### 4.3.4 Análise experimental do modo inversor

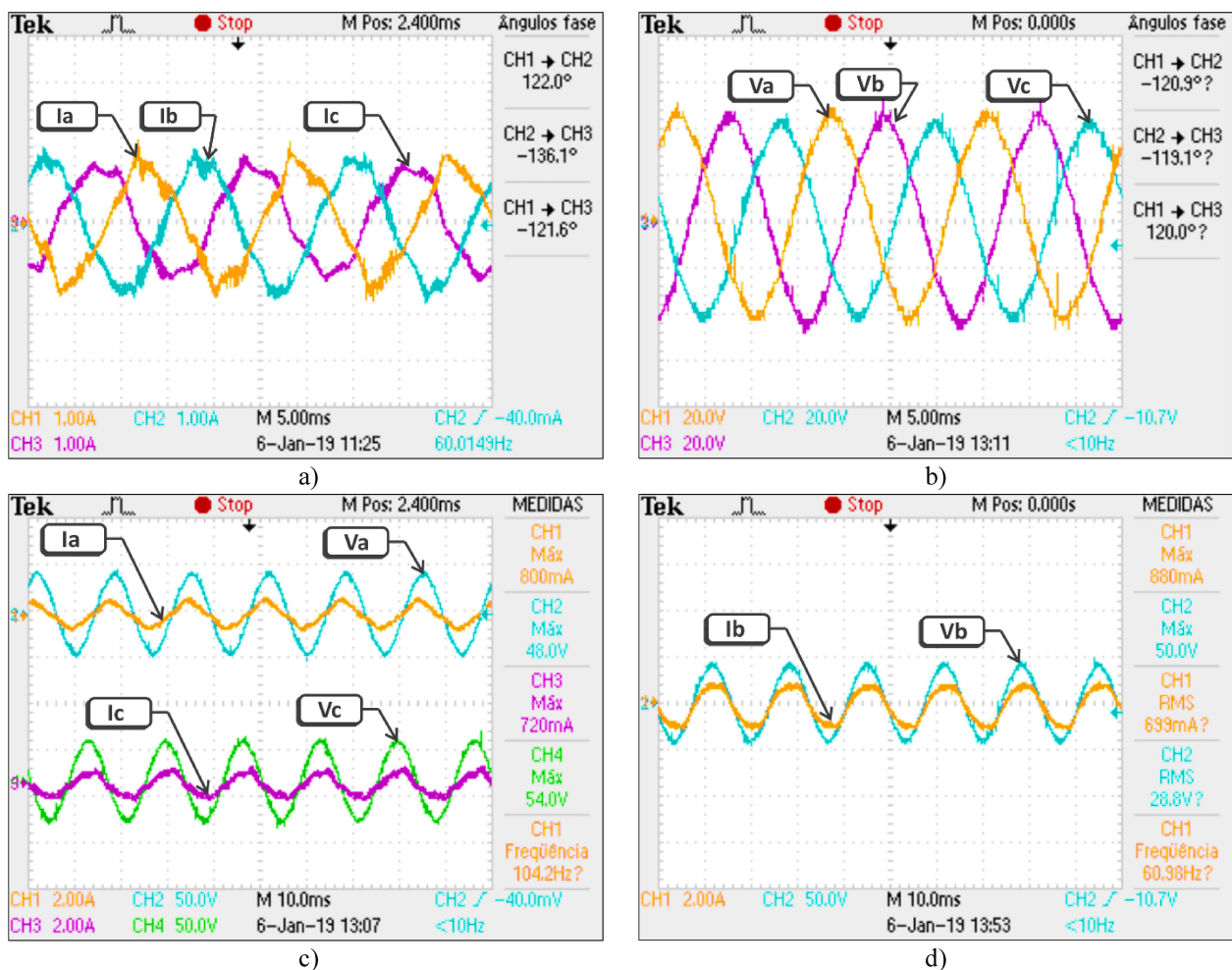
Na Figura 4.13 é ilustrado o resultado na prática da atuação do sistema no modo inversor. Para a análise dessa etapa tem-se: 1) a conexão do emulador no barramento CC, que terá a função de trabalhar como uma fonte de corrente da mesma maneira realizada durante os testes de simulação (potência gerada pela fonte  $P_{in} = 200W$ ) e 2) a conexão de uma carga com demanda de 100 W ao barramento CC de forma que parte da energia da fonte é responsável por atendê-la e o excedente é injetado na rede CA.

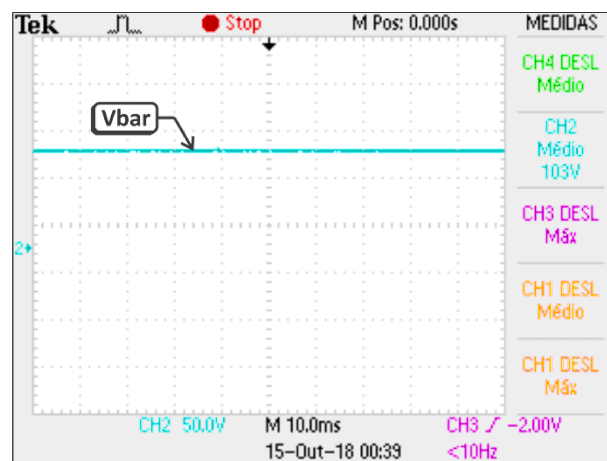
Nas partes a) e b) da Figura 4.13 tem-se as correntes injetadas por fase ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ) e tensões também por fase ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ) com a indicação da defasagem entre as mesmas. Mais uma vez nota-se que a defasagem entre as formas de onda está próximo a  $120^\circ$ , sendo que o desvio presente entre  $I_b$  e  $I_c$  pode ser justificado pela utilização do Transformador Variador de Tensão como alimentação do sistema.

Na Figura 4.13 c) e d) tem-se a corrente de entrada injetada na rede comparada à tensão de entrada de cada fase ( $V_a$ ,  $I_a$ ,  $V_c$ ,  $I_c$ ,  $V_b$  e  $I_b$ ). Nesse estágio nota-se que a corrente está em fase com a tensão, caracterizando assim a injeção de potência ativa.

Por último em e) tem-se a tensão no barramento CC ( $V_{bar}$ ). Percebe-se que a tensão manteve-se estabilizada conforme estabelecido pelo controle apresentando um erro de apenas 3% em relação à referência de 100V.

Figura 4.13 – Modo inversor: a) Corrente trifásica ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ). b) Tensão da rede trifásica ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ). c) Tensões e correntes fase A e C ( $V_a$ ,  $V_c$ ,  $I_a$  e  $I_c$ ). d) Tensão e corrente fase B ( $V_b$  e  $I_b$ ). e) Tensão no barramento ( $V_{bar}$ ).



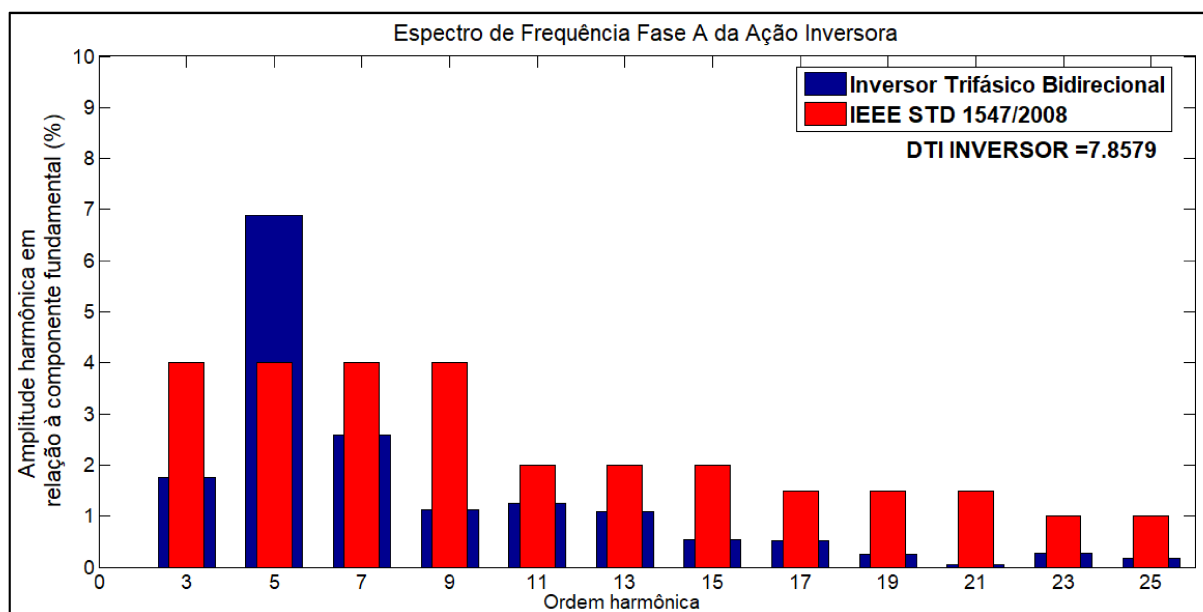


e)

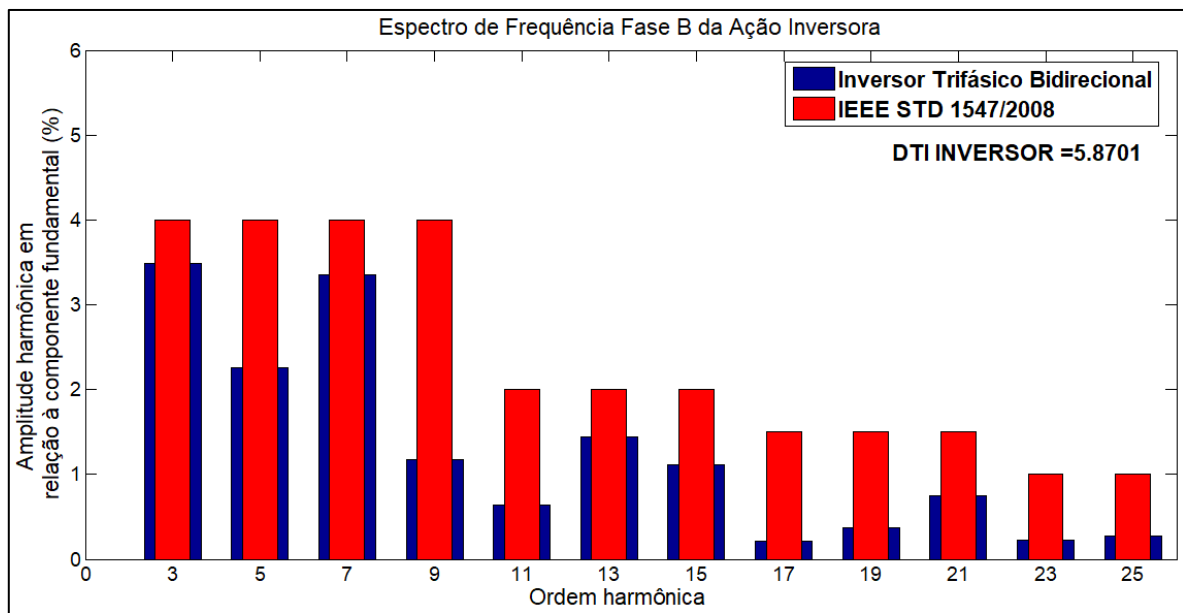
Fonte: Dados do próprio autor.

Para a avaliação do espectro harmônico mostrado na Figura 4.14, utilizou-se o código também desenvolvido e validado por (LIMA, 2015) no software Matlab® o qual está disponibilizado no Apêndice C. Por intermédio desse código, é feita uma comparação do espectro harmônico da corrente injetada na rede ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ) com a norma internacional IEEE 1547/2008. Observa-se que apenas a fase  $B$  ficou dentro da norma, sendo que as fases  $A$  e  $C$  extrapolaram os limites estabelecidos pela norma.

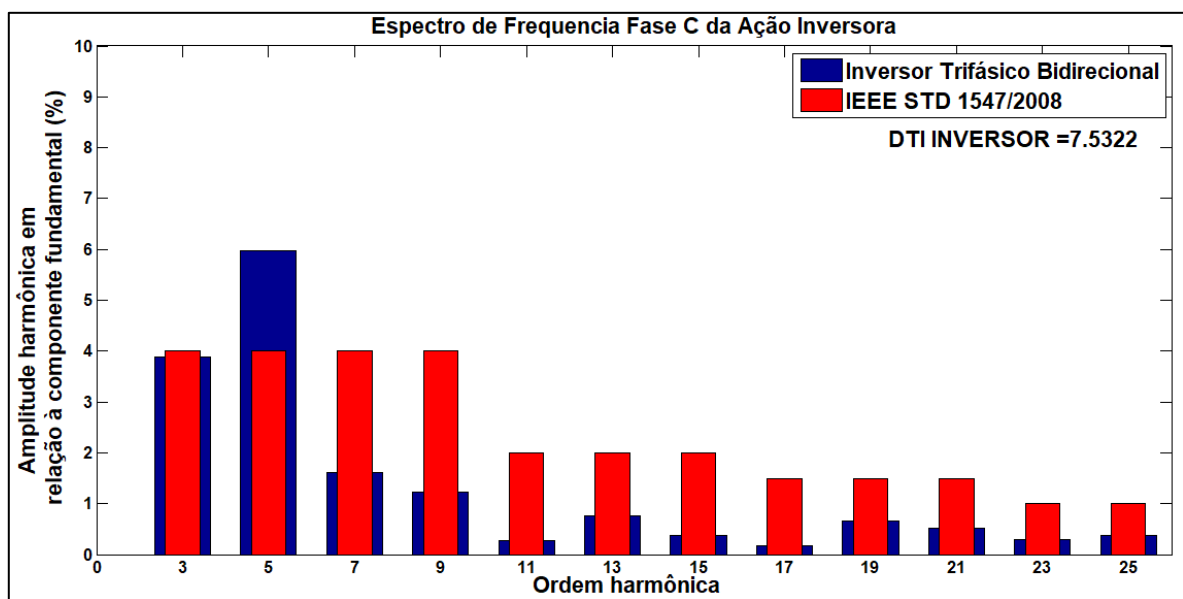
Figura 4.14 – Espectro harmônico da corrente CA de entrada injetando: a) Fase  $A$ . b) Fase  $B$ . c) Fase  $C$ .



a)



b)



c)

Fonte: Dados do próprio autor.

O desvio ocorrido nas fases *A* e *C* pode ser explicado basicamente por dois motivos: o primeiro trata-se do fato da estrutura ser alimentada por um Transformador Variador de Tensão o qual possui uma impedância de saída muito alta, ocasionando em uma tensão da rede distorcida que influencia na referência de todo o controle; e o segundo motivo se baseia no fato dos indutores do filtro LCL

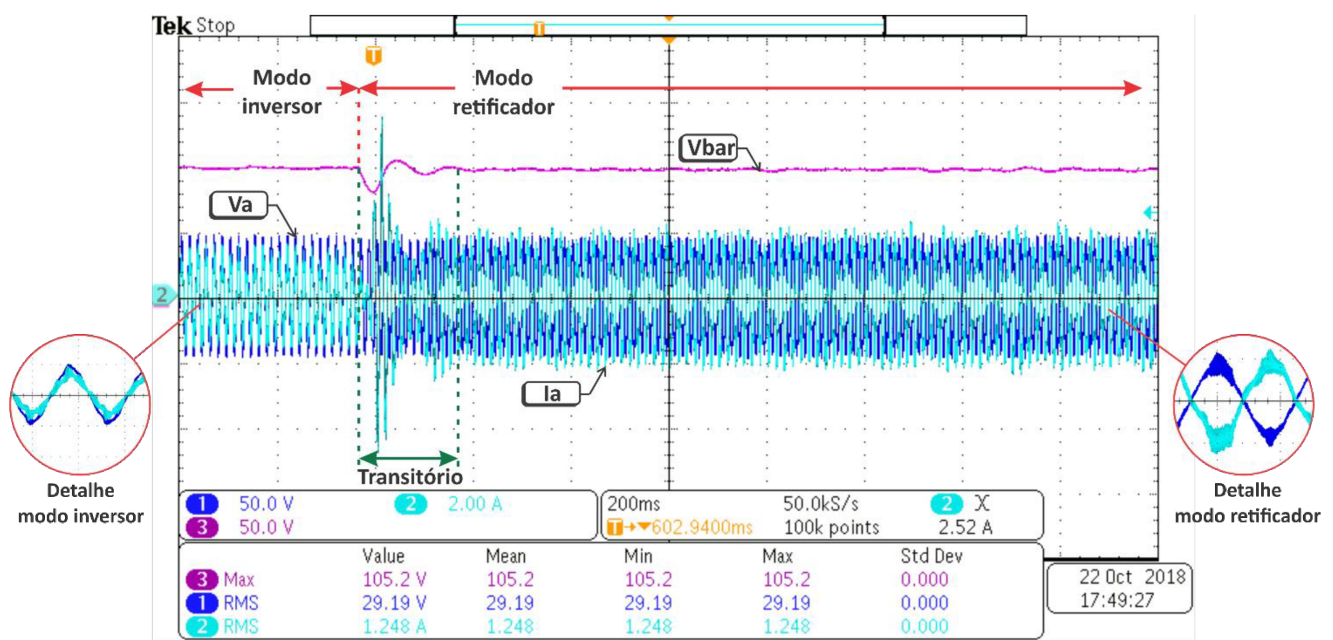
terem sido confeccionados manualmente, o que indica possuírem eficiência inferior e apresentarem ainda diferença do valor de indutância, se comparados aos indutores industriais.

#### 4.3.5 Análise experimental da ação bidirecional

Para analisar o comportamento transitório em caráter experimental do Inversor Trifásico Bidirecional, realizou-se o teste de transição do modo inversor para o modo retificador com a utilização do emulador injetando 400W sendo que se tem uma carga puramente resistiva com demanda de 100W conectada ao barramento CC.

A Figura 4.15 ilustra o resultado do período transitório obtido para a estrutura. No primeiro momento tem-se a estrutura operando como inversor e injetando 300W na rede. No momento em que ocorre a inversão no fluxo de potência, o emulador para de fornecer energia e a rede passa a alimentar a carga no barramento CC, caracterizando o modo retificador.

Figura 4.15 – Análise da bidirecionalidade do Inversor Trifásico Bidirecional.



Fonte: Dados do próprio autor.

O período transitório de inversão do sentido da corrente e estabilização da tensão durou aproximadamente 200 ms, sendo uma resposta considerada satisfatória e condizente com os dados de simulação computacional. Além disso, a tensão no barramento sofreu uma queda aproximada de 25V

(25%) apenas durante a transição porém manteve-se regulada em 102V durante ambas as etapas de operação. A potência nos terminais da rede elétrica passou de exportação de 300W para importação de 100 W após a fonte cessar o seu fornecimento.

Assim como foi observado na seção anterior, os ruídos presentes podem ser justificados pelo Transformador Variador de Tensão e pelos indutores do filtro sendo que as mudanças para aprimoramento desta tensão serão avaliadas para implementação em trabalhos futuros.

#### **4.4 Considerações finais**

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação computacional e os resultados experimentais da estrutura proposta controlando a tensão no barramento CC durante as condições de injeção do excedente de potência ativa na rede e de retificação da rede quando se tem um déficit de potência.

Na etapa de retificação o barramento se manteve estável na referência estipulada, mostrando que o controle para esta etapa de operação foi eficaz. A corrente drenada da rede foi comparada com a norma IEC 61000-3-2, porém a mesma não ficou de acordo com os parâmetros estipulados pela mesma devido à utilização de um filtro confeccionado de forma manual e de um Transformador Variador de Tensão como já citado anteriormente.

Em condições de excedente de energia no barramento (modo inversor), a estratégia de controle mostrou-se efetiva controlando a tensão no barramento CC de forma a injetar na rede o excedente de potência. A corrente foi comparada à norma IEEE 1547 e novamente extrapolou os limites da mesma pelos mesmos motivos do modo retificador.

Em suma, os resultados de controle do barramento CC foram bastante satisfatórios comprovando a bidirecionalidade da estrutura. Apesar da corrente drenada/injetada não ter ficado em conformidade com as normas citadas anteriormente, os desvios certamente serão solucionados com a troca do filtro e a não utilização do Transformador Variador de Tensão.

## CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES GERAIS E DESDOBRAMENTOS DA PESQUISA

Com a finalidade de sintetizar os estudos desenvolvidos, os pontos de contribuição do trabalho e os resultados experimentais e práticos alcançados, uma avaliação conclusiva é apresentada neste capítulo final.

Assim sendo, apresentou-se uma estrutura de Inversor Trifásico Bidirecional Fonte de Tensão com controle baseado em transformadas de Park para aplicação em microrredes conectadas à rede elétrica CA contendo geração de energia proveniente de um emulador simbolizando uma fonte intermitente de energia.

Esse arranjo desenvolvido possui a capacidade de trabalhar como: 1) um retificador trifásico com a finalidade de manter o barramento CC com os níveis de tensão pré-estipulados, ou ainda como 2) um Inversor trifásico capaz de regular a tensão do barramento CC e injetar o excedente de potência ativa presente no mesmo na rede elétrica. Para o sincronismo com a rede utiliza-se uma malha de PLL (*Phase Locked Loop*) para geração estável de uma referência de corrente para as duas situações. Neste caso foram testados dois tipos de PLL: o SRF-PLL e o PLL monofásico tradicional. O PLL monofásico tradicional apresentou um comportamento superior na prática se comparado ao SRF-PLL devido à presença de distúrbios harmônicos na rede elétrica e ainda ao fato de que foi utilizado um Transformador Variador de Tensão para extração dos resultados.

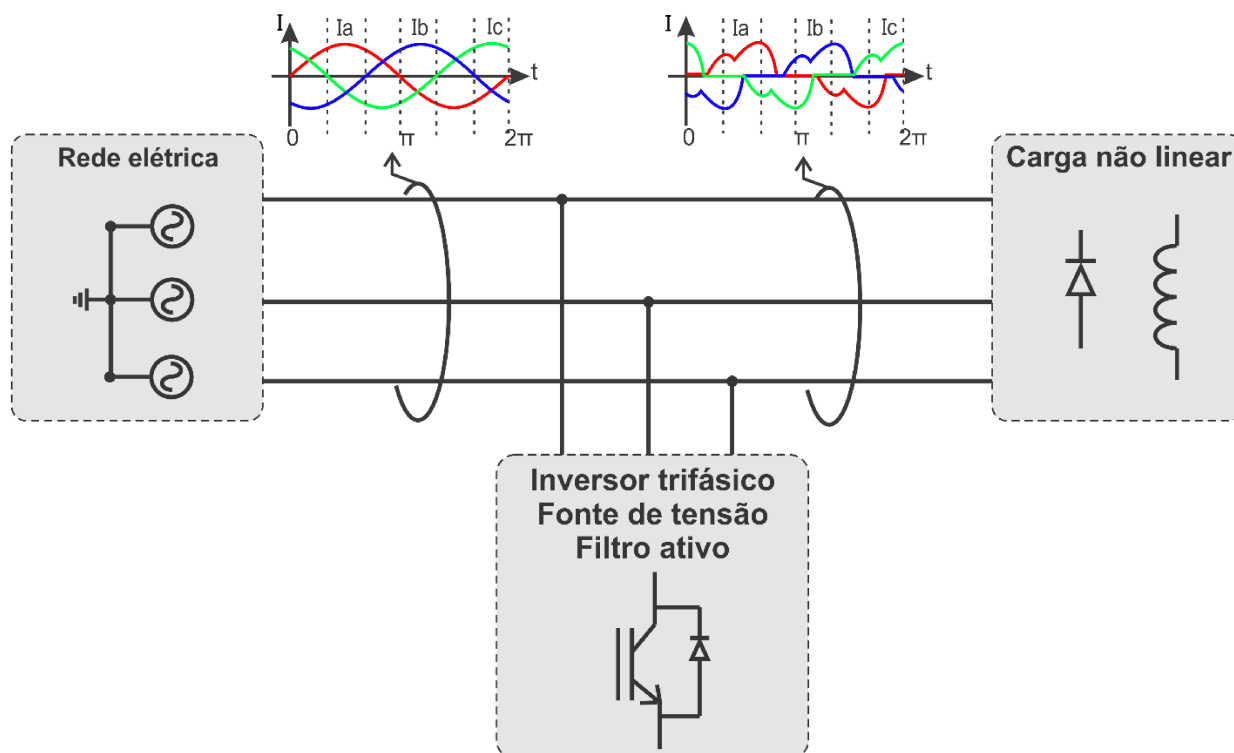
Em relação ao controle utilizado, o mesmo já é bem difundido para esse tipo de aplicação, e a vantagem em transformar as coordenadas e DQ0 seria em reduzir o processamento dos sinais sensorizados.

Para a comprovação dos resultados teóricos obtidos, construiu-se um protótipo com potência nominal de 2kW visando ensaios laboratoriais. Dentre os principais resultados alcançados, destaca-se a demonstração das etapas de retificação e injeção de corrente senoidal e sua comparação com as normas vigentes. Apesar da não conformidade com as normas é possível converter esse resultado substituindo componentes de baixa qualidade por componentes mais eficientes. Durante os testes em condições normais de operação, constatou-se a eficiência da estrutura em injetar e retificar sendo que nas duas operações obteve-se um barramento CC regulado na tensão estabelecida. Nos testes de análise transitória realizados com a interrupção do fornecimento de energia pela fonte, obteve-se uma boa resposta no controle com êxito na troca do modo inversor para o modo retificador e, portanto, com ação bidirecional comprovada.



Além da aplicação proposta é possível aplicar o sistema como um filtro ativo paralelo que proporciona a eliminação do conteúdo harmônico gerado pelas outras cargas acopladas ao mesmo conforme mostra a Figura 5.1.

Figura 5.1 – Esquema filtro ativo



Fonte: Dados do próprio autor.

Quanto às investigações futuras, espera-se a substituição dos componentes por elementos mais eficientes, a utilização de algum método de geração de energia como fotovoltaico ou eólico diretamente aplicado ao barramento CC incluindo o desenvolvimento de técnicas de extração de máxima potência e a realização de testes práticos com o sistema conectado diretamente à rede elétrica, sendo que esses aprimoramentos têm como consequência a redução nos ruídos presentes na corrente de saída e consequentemente a adequação as normas vigentes.

Enfim, salienta-se a necessidade da continuação e aprofundamento dos estudos relacionados aos conversores de potência atuando como interface entre a geração renovável de energia e a rede elétrica de forma a contribuir para uma matriz energética mais sustentável.

---

## REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. ANEEL. Disponível em: < <http://www.aneel.gov.br/conteudo-educativo>>. Acesso em: 23 de agosto 2018.

AHMED, A. Eletrônica de Potência. Prentice Hall, 2000.

ALVAREZ, L. Energia limpa tem potencial para suprir alta da demanda. UOL. 2018. Disponível em: < <https://www1.folha.uol.com.br/seminariosfolha/2018/03/energia-limpa-tem-potencial-para-suprir-alta-da-demanda.shtml> >. Acesso em: 20 de setembro 2018.

Associação Brasileira de Energia Eólica. ABEEÓLICA. Disponível em: < <http://abeeolica.org.br/> >. Acesso em: 15 de setembro 2018.

Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica. ABSOLAR. Disponível em: < <http://www.absolar.org.br/> >. Acesso em: 15 de setembro 2018.

BAYOD-RÚJULA, A. A. Future development of the electricity systems with distributed generation. 2009 Energy, vol. 34, p. 377 – 383. 2009. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2008.12.008>

BLAABJERG, F. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Piscataway, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006. <https://doi.org/10.1109/TIE.2006.881997>

BORGONOVO, D. Análise Modelagem E Controle De Retificadores Pwm Trifásicos. Florianópolis: Dissertação de Doutorado, Universidade Federal De Santa Catarina, 2005.

FERREIRA, R. A. F. Controle de microrredes CC baseado em droop adaptativo de tensão: simulação em tempo real com control-hardware-in-loop. Juiz de Fora: Tese de Doutorado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2015.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. Pulse Width Modulation for Power Converters Principles and Practice. JOHN WILEY & SONS, 2003. <https://doi.org/10.1109/9780470546284>

IEC 61000-3-2. Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current lower than 16A per phase), International Electrotechnical Commission, second edition, 2000-08.

IEC 61727. Characteristics of the Utility Interface for Photovoltaic (PV) Systems, 2002.

IEEE 1547. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2008.

INTERNATIONAL ENERGY OUTLOOK 2018. EIA. Disponível em: < <https://www.eia.gov/outlooks/ieo/>>. Acesso em: 21 de setembro 2018.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 41, n. 5, p. 1292 - 1306, 2005. <https://doi.org/10.1109/TIA.2005.853371>

LIMA, G. B. D. Proposta de retificadores híbridos com suportabilidade a afundamentos de tensão utilizando técnica de compensação série de tensão no barramento CC. Uberlândia: Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, v. único, 2015.

LIMONGI, L. R.; BOJOI, R.; PICA, C.; PROFUMO, F.; TENCONI, A. Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications. 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, p. 674-681, Nagoya, July 2007. <https://doi.org/10.1109/PCCON.2007.373038>

OLIVEIRA T. R. MICRORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA. 2016. Disponível em < <https://www.troliveira.com/l/distcc/> > Acesso em: 25 de setembro 2018

PIRES, L. P. Projeto e Desenvolvimento de um Inversor Solar Ponte Completa Bidirecional para microrredes CC conectadas à rede CA em baixa tensão. Uberlândia: Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, 2016.

RASHID, H. M. Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações. Makron Books, 1999.

REN ANEEL 482/12. Resolução Normativa N° 482, 17 de Abril de 2012.

REN ANEEL 687/15. Resolução Normativa N° 687, 24 de Novembro de 2015.

REN21. Renewables 2017 Global Status Report. Paris, France. ISBN 978-3-9818107-6-9. 2017.

- REZNIK, A.; SIMÕES, M. G.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. M., "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 2, p. 1225-1232, March-April 2014. <https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2274612>
- RIBEIRO, B. M. A. Projeto de desenvolvimento de um retificador híbrido monofásico bidirecional no contexto de microrredes em corrente contínua. Uberlândia: Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, 2018.
- RODRIGUES, D. B. Retificador Híbrido Trifásico com Fator de Potência unitário, alta densidade de potência e ampla faixa de regulação de tensão no barramento em corrente contínua para Conexão em microrredes CC. Uberlândia: Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2016.
- SCHONARDIE, M. F. Sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede com controle de potência ativa e reativa utilizando transformada dq0. Florianópolis: Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.
- SOLANO, D. L. S. Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes. Florianópolis: Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. John Wiley & Sons, Ltd, 2011. <https://doi.org/10.1002/9780470667057>
- XUE, Y.; CHANG, I.; KJAER, S. B.; BORDONAU, J.; SHIMIZU, T. Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 19, n. 5, p. 1305-13014, September 2004. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.833460>
- YONGHENG, Y.; CHEN W.; BLAABJERG, F. Advanced Control of Photovoltaic and Wind Turbines Power Systems. Switzerland: Springer International Publishing, 2014. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-03401-0\\_2](https://doi.org/10.1007/978-3-319-03401-0_2)



## APÊNDICE A – CÓDIGO DE CÁLCULO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA INDIVIDUAL E TOTAL DE CORRENTE POR MEIO DO MATLAB DE ACORDO COM A NORMA IEC 61000-3-2

```
clc;
close all;
H = 25;

%% Canal 1
load H1;
tempo = H1(:,1);
corrente = H1(:,2);

f = 60;
t = tempo;
onda = corrente;
t1 = -0.024640000000;
T = 1/f; %periodo
W = 2*pi*f;

%% Rotina para encontrar os pontos t1 e t1+T a partir do tempo inicial %%
x = find(t <= t1);
xi = x(length(x));

t1 = t1+T;
x = find(t <= t1);
xf = x(length(x));
%%                                     %%

%% Cálculo THD

%Coef. a0
a0 = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf));

%Coefs. an e bn para n > 0
a = [];
b = [];
n=1;
while n<=H
    a(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*cos(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    b(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*sin(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    n=n+2;
end

An = sqrt(a.^2 + b.^2);
An_percentagem = (An(2:H)*100)/An(1);
An_norma = [0 14.4 0 7.1 0 4.8 0 2.5 0 2.1 0 1.3 0 0.94 0 0.82 0 0.74 0
0.67 0 0.61 0 0.56];
Fin = (-atan(b/a) + pi/2 )*180/pi; %+pi/2 para passar para seno
```



```
disp(' ');
disp('THD aproximado Canal 1: ');
thd = sqrt(sum(An(2:length(An)).^2)/An(1)*100

%Espectro de Frequencia %
%figure,subplot(2,1,1),bar(An)
figure
bar(An_percentagem,1.3);
hold on;
bar(An_norma,'r');
legend('Inversor Trifásico Bidirecional','Norma IEC 61000-3-2')
title('Espectro de Frequência fase A')
ylabel('Amplitude harmônica em relação à componente fundamental (%)')
T = num2str(thd);
T = strcat('DHT RETIFICADOR = ',T);
text(length(An_percentagem)/2,max(An_percentagem),T);

%%% OPCIONAL %%%
%Rotina para teste de recuperacao da onda original
[a b] = size(t);
if a > b
    x = zeros(length(t),1);
else
    x = zeros(1,length(t));
end

for n =1:H
    x = x + An(n)*sin(n*W*t+Fin*pi/180);
end
x = x + a0/2;
figure
plot(t,onda,t,x)
hold on;
legend('Original','Recuperada')
xlabel('t (s)')
title('Teste de Recuperação do Canal 1')
```



## APÊNDICE B – CÓDIGO DE CÁLCULO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA INDIVIDUAL E TOTAL DE CORRENTE POR MEIO DO MATLAB DE ACORDO COM A NORMA IEEE 1547

```
clc;
close all;
H = 25;

%% Canal 1
load H1;
tempo = H1(:,1);
corrente = H1(:,2);

f = 60;
t = tempo;
onda = corrente;
t1 = -00.0246400000000;
T = 1/f; %periodo
W = 2*pi*f;

%% Rotina para encontrar os pontos t1 e t1+T a partir do tempo inicial %%
x = find(t <= t1);
xi = x(length(x));

t1 = t1+T;
x = find(t <= t1);
xf = x(length(x));
%%                                     %%

%% Cálculo THD

%Coef. a0
a0 = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf));

%Coefs. an e bn para n > 0
a = [];
b = [];
n=1;
while n<=H
    a(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*cos(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    b(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*sin(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    n=n+2;
end

An = sqrt(a.^2 + b.^2);
An_percentagem1 = (An(2:H)*100)/An(1);
An_norma = [0 4 0 4 0 4 0 4 0 2 0 2 0 2 0 1.5 0 1.5 0 1.5 0 1 0 1]; %3-2
```



```
%An_norma = [0 21.6 0 10.7 0 7.2 0 3.8 0 3.1 0 2 0 0.7 0 1.2 0 1.1 0 0.6 0  
0.9 0 0.8]; % 3-4  
Fin = (-atan(b/a) + pi/2 )*180/pi; %+pi/2 para passar para seno  
disp(' ');  
disp('THD aproximado Canal 1: ');  
thd1 = sqrt(sum(An(2:length(An)).^2))/An(1)*100  
  
%Cálculo THD Igual ao DSP  
fund_rms = An(1)/sqrt(2);  
onda_quad(xi:xf) = onda(xi:xf).^2;  
onda_rms = sum(onda_quad(xi:xf))/length(onda(xi:xf));  
onda_rms = sqrt(onda_rms);  
THD1 = sqrt(onda_rms^2 - fund_rms^2)/fund_rms*100  
  
%Espectro de Frequencia %  
%figure,subplot(2,1,1),bar(An)  
figure  
bar(An_percentagem1,1.3);  
hold on;  
bar(An_norma,'r');  
legend('Inversor Trifásico Bidirecional','IEEE STD 1547/2008')  
title('Espectro de Frequência fase A da Ação Inversora')  
ylabel('Amplitude harmônica em relação à componente fundamental (%)')  
axis([0 25 0 6])  
  
T1 = num2str(thd1);  
T1 = strcat('DHT INVERSOR = ',T1);  
text(length(An_percentagem1)/2,max(An_percentagem1),T1);  
  
figure  
plot(onda(xi:xf))  
title('Onda do THD Canal 1')  
grid on
```