

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA DE CONEXÃO DE MINI E MICRO  
CENTRAIS HIDRELÉTRICAS ÀS REDES  
MONOFÁSICAS DAS CONCESSIONÁRIAS**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

RICARDO BERTONCELLO

PATO BRANCO – PR, BRASIL

2011

RICARDO BERTONCELLO

**SISTEMA DE CONEXÃO DE MINI E MICRO  
CENTRAIS HIDRELÉTRICAS ÀS REDES  
MONOFÁSICAS DAS CONCESSIONÁRIAS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para a obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso

PATO BRANCO, PARANÁ, BRASIL

2011

Catálogo na Fonte por Eida Lopes Lira CRB9/1295

B547s Bertoncello, Ricardo

Sistema de conexão de mini e micro centrais hidrelétricas às redes  
monofásicas das concessionárias / Ricardo Bertoncello – 2011.  
107 f. : il.; 30 cm.

Orientador: Rafael Cardoso

Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná.  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco / PR,  
2011.

Bibliografia: f. 84-91

1. Sistema de conexão. 2. CGH. 3. Centrais hidrelétricas. 4. DSC. 5.  
Monitoramento. 6. Controle. I. Cardoso, Rafael, orient. II. Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3



## TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação nº 008

**Sistema de conexão de mini e micro centrais hidrelétricas às redes monofásicas das concessionárias**

por

**Ricardo Bertoncello**

Dissertação apresentada às quatorze horas do dia dezoito de agosto de dois mil e onze, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, Linha de Pesquisa – Análise de Sistemas Dinâmicos, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Pato Branco. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho. *APROVADO*.....

Banca examinadora:

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Alexandre Campos  
UFSM

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Emerson Giovani Carati  
UTFPR

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Ricardo Vásques de Oliveira  
UTFPR

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Rafael Cardoso  
UTFPR (Orientador)

Visto da Coordenação:

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Rafael Cardoso  
Coordenador do PPGEE

## RESUMO

BERTONCELLO, Ricardo. Sistema de Conexão de Mini e Micro Centrais Hidrelétricas às Redes Monofásicas das Concessionárias. 2011. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2011.

Este trabalho tem por objetivo desenvolver um sistema de conexão entre unidades de geração trifásica e uma rede de distribuição de energia elétrica rural monofásica. O sistema proposto baseia-se em um conversor CA/CA. Este conversor é composto por um retificador trifásico modulado por largura de pulso e um inversor monofásico. O controle do sistema é realizado através de um controlador digital de sinais (DSC). Atualmente o custo para conexão de mini e micro centrais hidrelétricas às redes de distribuição das concessionárias é bastante elevado, principalmente pelo custo de implantação das redes de distribuição trifásicas, e isso gera impacto principalmente nos pequenos empreendimentos. Para os empreendimentos maiores, este custo é diluído no custo total da obra, não impactando de forma significativa na viabilidade do negócio. Este trabalho visa desenvolver um sistema de conexão que atenda os requisitos técnicos e as exigências legais e que ao mesmo tempo consiga reduzir os custos para a conexão de pequenos agentes geradores no sistema elétrico nacional, em localidades onde somente a rede monofásica esteja disponível. Com isso, pretende-se viabilizar economicamente a inserção de pequenos produtores no cenário de geração e comercialização de energia elétrica.

**Palavras-chave:** Sistema de Conexão, CGH, Mini e Micro Centrais Hidrelétricas, DSC, Monitoramento, Controle.

## **ABSTRACT**

BERTONCELLO, Ricardo. Connection System of Mini and Micro Powerplants to Single Phase Networks of the Utilities. 2011. Master's Dissertation – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2011.

The objective of this work is to develop a connection system between three-phase generation units and a single phase rural distribution electricity network. The proposed system is based on an AC/AC converter. This converter consists in a three-phase PWM rectifier and a single-phase PWM inverter. System control is performed by a Digital Signal Controller (DSC). Currently, the cost for connecting mini and micro hydropower plants to distribution networks of utilities is very high, especially because of the three phase distribution networks deployment cost, which generates impact mainly in small businesses. For larger businesses, this cost is diluted within the total work costs, not significantly impacting business viability though. This work aims at developing a system that meets the technical and legal connection requirements and, at the same time, will be capable of reducing costs for connecting small generating agents in the national power system in locations where only a single-phase network is available. Therefore, we intend to make economically viable insertion of small producers in the generation and sale electricity scenario.

**Keywords:** Connection System, CGH, Mini and Micro Hidropower Plants, DSC, Monitoring, Control.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – TOPOLOGIA BÁSICA DO SISTEMA DE CONEXÃO PROPOSTO .....	15
FIGURA 2 – SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO EM 13,8 KV .....	24
FIGURA 3 – SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO EM 34,5 KV .....	25
FIGURA 4 – TOPOLOGIA BÁSICA DE UM INVERSOR PWM TRIFÁSICO .....	27
FIGURA 5 – TOPOLOGIA BÁSICA DE UM INVERSOR PWM MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA E SUAS FORMAS DE ONDA .....	30
FIGURA 6 – REPRESENTAÇÃO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO .....	35
FIGURA 7 – MODELO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.....	37
FIGURA 8 – REPRESENTAÇÃO BÁSICA DO MODELO DO CONTROLADOR.....	43
FIGURA 9 – REPRESENTAÇÃO DO MODELO DO CONTROLADOR DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.....	44
FIGURA 10 – MODELO BÁSICO DO INVERSOR PWM MONOFÁSICO.....	50
FIGURA 11 – REPRESENTAÇÃO IDEAL DO CONVERSOR MONOFÁSICO OPERANDO COMO INVERSOR CONECTADO À REDE .....	51
FIGURA 12 - MODELO BÁSICO DO CONTROLADOR DO INVERSOR MONOFÁSICO .....	55
FIGURA 13 – MODELO DO CONTROLADOR DO INVERSOR PWM MONOFÁSICO.....	56
FIGURA 14 – MODELO DO SISTEMA DE CONEXÃO SIMULADO NO PSIM.....	58
FIGURA 15 – CORRENTES ( $10 \cdot I_{GER\_A}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_B}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_C}$ ) E TENSÃO ( $V_A$ ) DA FASE “A” DO GERADOR.....	60
FIGURA 16 – TENSÃO DO BARRAMENTO CC (E), TENSÃO DA REDE MONOFÁSICA ( $V_{GRID}$ ) E CORRENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR ( $3 \cdot I_L$ ) .....	61
FIGURA 17 – ESPECTRO DA CORRENTE DE SAÍDA DO SISTEMA DE CONEXÃO .....	61
FIGURA 18 – CORRENTES ( $10 \cdot I_{GER\_A}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_B}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_C}$ ) E TENSÃO ( $V_A$ ) NA FASE “A” DO GERADOR.....	63
FIGURA 19 – CORRENTES DA FASE “A” DO GERADOR ( $I_{GER\_A}$ ), DA CARGA LOCAL ( $I_{CLA}$ ) E DO SISTEMA DE CONEXÃO ( $I_A$ ) .....	63
FIGURA 20 – TENSÃO DO BARRAMENTO CC (E), TENSÃO DA REDE MONOFÁSICA ( $V_{GRID}$ ) E CORRENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR ( $5 \cdot I_L$ ) .....	64
FIGURA 21 – ESPECTRO DA CORRENTE DE SAÍDA DO SISTEMA DE CONEXÃO .....	64
FIGURA 22 – CORRENTES ( $10 \cdot I_{GER\_A}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_B}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_C}$ ) E TENSÃO ( $V_A$ ) NA FASE “A” DO GERADOR.....	65
FIGURA 23 – CORRENTES DA FASE “A” DO GERADOR ( $I_{GER\_A}$ ), DA CARGA LOCAL ( $I_{CLA}$ ) E DO SISTEMA DE CONEXÃO ( $I_A$ ) .....	66
FIGURA 24 – TENSÃO DO BARRAMENTO CC (E), TENSÃO DA REDE MONOFÁSICA ( $V_{GRID}$ ) E CORRENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR ( $5 \cdot I_L$ ) .....	66
FIGURA 25 - ESPECTRO DA CORRENTE DE SAÍDA DO SISTEMA DE CONEXÃO .....	67
FIGURA 26 – CORRENTE ( $10 \cdot I_{GER\_A}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_B}$ ), ( $10 \cdot I_{GER\_C}$ ) E TENSÃO ( $V_A$ ) NA FASE “A” DO GERADOR.....	68
FIGURA 27 – CORRENTES ( $I_{CLA}$ , $I_{CLB}$ , $I_{CLC}$ ) NAS TRÊS FASES DA CARGA LOCAL .....	68
FIGURA 28 – CORRENTES ( $I_A$ , $I_B$ , $I_C$ ) NAS TRÊS FASES DO SISTEMA DE CONEXÃO.....	69
FIGURA 29 – TENSÃO DO BARRAMENTO CC (E), TENSÃO DA REDE MONOFÁSICA ( $V_{GRID}$ ) E CORRENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR ( $5 \cdot I_L$ ) .....	69
FIGURA 30 - ESPECTRO DA CORRENTE DE SAÍDA DO SISTEMA DE CONEXÃO .....	69
FIGURA 31 – SISTEMA DE TESTES IMPLEMENTADO .....	71
FIGURA 32 – ETAPAS DE INSTRUMENTAÇÃO E PROCESSAMENTO/CONTROLE.....	71
FIGURA 33 - VISÃO GERAL DA BANCADA DE TESTES.....	72
FIGURA 34 – TENSÕES DE FASE DA FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICA CONTROLADA .....	73
FIGURA 35 – ESPECTRO HARMÔNICO DAS TENSÕES DE LINHA DO GERADOR .....	73
FIGURA 36 – CORRENTES DE ENTRADA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	74
FIGURA 37 – CORRENTE E TENSÃO NA FASE A DO RETIFICADOR TRIFÁSICO .....	75
FIGURA 38 – CORRENTE E TENSÃO NA FASE B DO RETIFICADOR TRIFÁSICO .....	75
FIGURA 39 – CORRENTE E TENSÃO NA FASE C DO RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	76

FIGURA 40 – ESPECTRO HARMÔNICO DAS CORRENTES DE ENTRADA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO .....	76
FIGURA 41 – POTÊNCIAS FORNECIDAS PELA FONTE TRIFÁSICA CONTROLADA .....	77
FIGURA 42 – TENSÃO MONOFÁSICA DA REDE LOCAL .....	78
FIGURA 43 – ESPECTRO HARMÔNICO DA TENSÃO DA REDE LOCAL MONOFÁSICA.....	78
FIGURA 44 – CORRENTE DE SAÍDA DO INVERSOR MONOFÁSICO.....	79
FIGURA 45 – TENSÃO DA REDE LOCAL E CORRENTE DE SAÍDA DO INVERSOR MONOFÁSICO .....	79
FIGURA 46 – ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE DE SAÍDA DO INVERSOR MONOFÁSICO .....	80
FIGURA 47 – POTÊNCIAS E FATOR DE POTÊNCIA DO SINAL INJETADO NA REDE LOCAL .....	81
FIGURA 48 - ESPAÇO DA TENSÃO DE SAÍDA PARA O INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA. ....	96
FIGURA 49 - ESPAÇO DAS TENSÕES DE SAÍDA NO SISTEMA DE COORDENADAS AB PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO COM TRÊS BRAÇOS A TRÊS FIOS. ....	98



## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – LIMITES DOS PARÂMETROS DE SINCRONIZAÇÃO PARA CONEXÃO DE GD COM O SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA.....	18
TABELA 2 – MÁXIMA DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE EM PERCENTUAIS DE CORRENTE.....	18
TABELA 3 – TENSÕES NOMINAIS DE CONEXÃO PADRONIZADAS DE BAIXA TENSÃO .....	19
TABELA 4 – TENSÕES NOMINAIS DE CONEXÃO PADRONIZADAS PARA MT E AT .....	20
TABELA 5 – VALORES DE REFERÊNCIA PARA DISTORÇÕES HARMÔNICAS TOTAIS .....	20
TABELA 6 – VARIÁVEIS E PARÂMETROS DO RETIFICADOR TRIFÁSICO .....	36
TABELA 7 – VARIÁVEIS E PARÂMETROS DO INVERSOR MONOFÁSICO .....	51
TABELA 8 – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO .....	59
TABELA 9 - POSSÍVEIS VETORES DE COMUTAÇÃO PARA O INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA. ....	95
TABELA 10 - PLANOS LIMITES PARA O INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA.....	96
TABELA 11 - SEQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO PARA O INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA. ....	97
TABELA 12 - PLANOS LIMITES PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO COM TRÊS BRAÇOS A TRÊS FIOS.....	99
TABELA 13 - SEQUÊNCIAS DE COMUTAÇÃO PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO COM TRÊS BRAÇOS A TRÊS FIOS. ....	100

## LISTA DE QUADROS

QUADRO 1 – VALORES DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS INDIVIDUAIS .....	21
---	----

# SUMÁRIO

<b>1 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO .....</b>	<b>12</b>
<b>1.1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>12</b>
<b>1.2 MOTIVAÇÃO.....</b>	<b>12</b>
<b>1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>15</b>
1.3.1 Normas de Conexão.....	16
1.3.2 Sistema de Conexão com a Rede Monofásica .....	25
1.3.3 Retificador PWM Trifásico.....	25
1.3.3.1 Técnicas de Controle Aplicadas à Conversores Trifásicos .....	27
1.3.4 Inversor PWM Monofásico .....	29
1.3.4.1 Técnicas de Controle Aplicadas à Conversores Monofásicos .....	30
<b>1.4 TRABALHOS CORRELATOS.....</b>	<b>32</b>
<b>1.5 OBJETIVOS DO TRABALHO.....</b>	<b>33</b>
<b>1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....</b>	<b>34</b>
<b>2 MODELAGEM E CONTROLE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO .....</b>	<b>35</b>
<b>2.1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>35</b>
<b>2.2 VARIÁVEIS E PARÂMETROS .....</b>	<b>36</b>
<b>2.3 RETIFICADOR TRIFÁSICO.....</b>	<b>36</b>
2.3.1 Controlador PI Aplicado ao Retificador Trifásico.....	39
2.3.2 Controle do Retificador Trifásico .....	42
<b>3 MODELAGEM E CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO .....</b>	<b>50</b>
<b>3.1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>50</b>
<b>3.2 VARIÁVEIS E PARÂMETROS .....</b>	<b>51</b>
<b>3.3 INVERSOR MONOFÁSICO.....</b>	<b>51</b>
3.3.1 Controlador PI Aplicado ao Inversor Monofásico.....	54
3.3.2 Controle do Inversor Monofásico.....	54
<b>4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL .....</b>	<b>58</b>
<b>4.1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>58</b>
<b>4.2 ENSAIO 1: CARGA LOCAL NULA .....</b>	<b>59</b>
<b>4.3 ENSAIO 2: CARGA LOCAL RESISTIVA .....</b>	<b>61</b>
<b>4.4 ENSAIO 3: CARGA LOCAL RESISTIVA E INDUTIVA EQUILIBRADAS.....</b>	<b>64</b>
<b>4.5 ENSAIO 4: CARGA LOCAL INDUTIVA COM DESEQUILÍBRIO DE CORRENTE.....</b>	<b>67</b>
<b>5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>70</b>
<b>5.1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>70</b>
<b>5.2 SETUP.....</b>	<b>70</b>
<b>5.3 RESULTADOS .....</b>	<b>72</b>
<b>6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>82</b>
<b>6.1 CONCLUSÕES.....</b>	<b>82</b>

<b>6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>83</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>84</b>
<b>ANEXO A – FILTRO DE KALMAN .....</b>	<b>92</b>
<b>A.1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>92</b>
<b>A.2 O FILTRO.....</b>	<b>92</b>
<b>B.1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>94</b>
<b>B.2 GENERALIZAÇÃO DA MODULAÇÃO VETORIAL .....</b>	<b>94</b>
<b>B.3 SPACE VECTOR APLICADO AO INVERSOR MONOFÁSICO.....</b>	<b>95</b>
<b>B.4 SPACE VECTOR APLICADO AO RETIFICADOR TRIFÁSICO .....</b>	<b>98</b>
<b>APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA.....</b>	<b>101</b>
<b>A.1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>101</b>
<b>A.2 RETIFICADOR TRIFÁSICO .....</b>	<b>101</b>
<b>A.3 INVERSOR MONOFÁSICO.....</b>	<b>104</b>

# 1 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

## 1.1 INTRODUÇÃO

O trabalho inicia-se pela apresentação da motivação para o desenvolvimento desta dissertação de mestrado, ou seja, o estudo e desenvolvimento de um sistema de conexão, baseado em conversores estáticos, para a conexão de geradores trifásicos de micro e mini centrais hidrelétricas no sistema de distribuição monofásico rural das concessionárias.

Em seguida, é apresentada uma revisão bibliográfica a respeito das normas técnicas das concessionárias de distribuição e do sistema de conexão, objeto deste estudo. Considera-se a apresentação do sistema de conexão como um todo e na sequência detalha-se cada uma das partes que o compõe. Desta forma, é apresentado o retificador PWM (*pulse width modulation*) trifásico e o inversor PWM monofásico para conexão com a rede de distribuição.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

Devido à mudança da política energética nacional e aos incentivos oferecidos pelo governo para a geração de energia de forma distribuída e utilizando recursos renováveis, o mercado de geração de energia através de geração hidrelétrica (Pequenas Centrais Hidrelétricas - PCHs), geração eólica, biomassa e geração solar tem crescido significativamente nos últimos anos. O Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA), instituído pela Lei nº 10.438, de 26 de abril de 2002 e revisado pela Lei nº 10.762, de 11 de novembro de 2003, tem como objetivo a diversificação da matriz energética brasileira e a busca por soluções de cunho regional com a utilização de fontes renováveis de energia (solar, eólica, biomassa e PCH). Outro fator muito importante para o aquecimento destes mercados, foi o avanço ocorrido na área de eletrônica de potência nas últimas décadas, que viabilizou empreendimentos que até alguns anos não conseguiam ser implementados.

A nova política energética brasileira visa incentivar empreendimentos de pequeno porte que utilizem fontes renováveis para a produção de energia elétrica.

No caso de geração hidrelétrica, a potência instalada determina se a usina é de grande ou médio porte ou uma Pequena Central Hidrelétrica (PCH). A Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, adota três classificações: Centrais Geradoras Hidrelétricas (CGH, com até 1 MW de potência instalada), Pequenas Centrais Hidrelétricas (PCH, acima de 1 MW até 30 MW de potência instalada) e Usina Hidrelétrica de Energia (UHE, com mais de 30 MW). Dentro da definição de Centrais Geradoras Hidrelétricas, o Centro Nacional de Referência em Pequenas Centrais Hidrelétricas – CERPCH, da Universidade Federal de Itajubá – MG, classifica como micro central hidrelétrica aquela com potência instalada de até 100kW e mini central hidrelétrica aquela com potência entre 100kW e 1000kW.

Esses empreendimentos geradores de pequeno porte estão distribuídos ao longo do sistema interligado nacional (SIN) trazendo benefícios como diminuição de perdas de transmissão, redução de investimentos para construção de novas linhas, maior confiabilidade, entre outros. Da mesma forma que apresentam benefícios, a entrada desses novos geradores no sistema também causa alguns problemas relacionados à segurança de operação. Para regulamentar a forma como esses agentes geradores de energia distribuída conectam-se ao sistema, cada concessionária, em sua área de atuação, lançou normas técnicas ou instruções normativas que visam apresentar os requisitos básicos que o agente gerador deve atender para conectar às suas redes de distribuição (COPEL, 2006), (CELESC, 2006), (COPEL, 2008).

Na maioria dos casos, as concessionárias exigem que o agente gerador realize a conexão na subestação da concessionária, arcando com os custos da rede de distribuição desde o gerador até esta subestação, que são altos. Algumas concessionárias, tais como a CELESC, já permitem a conexão de geradores diretamente na rede de distribuição, reduzindo significativamente os custos. Outras concessionárias, como a COPEL, estão em fases de testes com projetos pilotos para realizar este tipo de conexão (COPEL, 2006), (CELESC, 2006).

Em todas as concessionárias, esta conexão do agente gerador com a rede de distribuição deve ser feita de forma trifásica. Entretanto, em muitos casos, a rede que está disponível próxima ao parque gerador, seja ele hidrelétrico, solar, biomassa ou eólico, é a rede monofásica rural, com ou sem retorno por terra. Se fosse permitida a conexão dos geradores nesta rede monofásica, os custos de conexão e

principalmente custos de construção de redes de distribuição cairiam consideravelmente, viabilizando muitos empreendimentos. Fazendo um comparativo de custos e tomando por base os valores atuais de investimento, para uma PCH de 5MW situada a 10km do ponto de conexão trifásico, os custos para construção de uma rede de distribuição trifásica interligando o gerador e a subestação seriam da ordem de 2% do investimento total da obra. Para uma CGH de 500kW, situada aos mesmos 10km do ponto de conexão, o custo da rede de distribuição trifásica responderia por aproximadamente 20% do custo total do empreendimento. Para empreendimentos com menor potência, esta proporção aumenta ainda mais, inviabilizando o retorno do investimento.

Assim, o objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de conexão, baseado em conversores estáticos, capaz de converter a energia elétrica gerada por geradores trifásicos em energia elétrica monofásica para a conexão com os sistemas de distribuição monofásicos rurais já existentes próximos destas unidades geradoras.

Grande parte dos geradores utilizados em mini e micro centrais hidrelétricas são trifásicos e a sua conexão com uma rede de distribuição monofásica requer uma conversão CA-CA de um sistema trifásico para um sistema monofásico. Esta conversão é realizada em duas etapas, utilizando-se dois conversores estáticos, sendo o primeiro um conversor CA-CC trifásico e o segundo um conversor CC-CA monofásico.

O sistema de conexão proposto nesta dissertação é responsável pela conversão do sinal trifásico proveniente do gerador em um sinal monofásico em fase com a rede de distribuição da concessionária. Adicionalmente, é também função do sistema proposto manter o equilíbrio e o fator de potência próximo da unidade na unidade geradora. Para realizar esta tarefa, o sistema de conexão é composto de um retificador PWM trifásico e de um inversor PWM monofásico, conforme mostra a topologia básica da Figura 1.

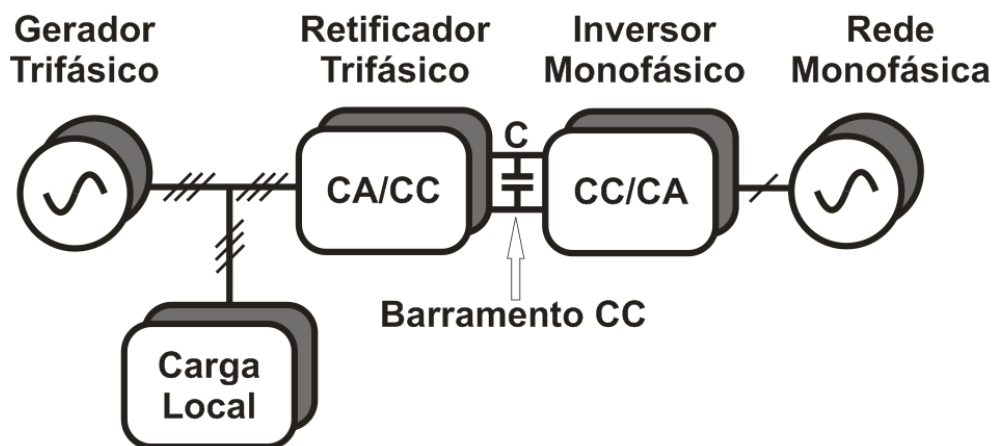


Figura 1 – Topologia básica do sistema de conexão proposto.

Existe uma limitação quanto à potência que pode ser injetada na rede monofásica, que vai depender da capacidade da rede de distribuição monofásica no ponto de conexão. O foco deste trabalho não está em médias ou grandes potências, onde o custo da conexão é diluído no custo total do empreendimento, mas sim nos pequenos produtores de energia, com suas mini (100kW a 1000kW) ou micro centrais hidrelétricas (menores que 100kW). Esses pequenos produtores podem viabilizar o seu empreendimento e abastecer-se da própria energia gerada e vender o excedente para pagar os investimentos e gerar renda para o seu negócio. Podem também atender comunidades isoladas, cujo custo de implantação de redes de distribuição é impeditivo.

Enfim, o objetivo principal é o de mostrar que existe tecnologia suficiente para a conexão monofásica rural e apresentar subsídios para que as concessionárias implementem esta opção na prática.

### 1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A geração de eletricidade através de mini e micro centrais hidrelétricas, no Brasil, geralmente é realizada por autoprodutores, que utilizam a energia para consumo próprio, e normalmente estão ligados a empreendimentos agroindustriais. Em muitos casos esses geradores não estão conectados às redes de distribuição, funcionando de forma isolada da rede.



A conexão de geradores nas redes de distribuição das concessionárias está sujeita ao cumprimento de alguns requisitos mínimos exigidos em normativas ou normas técnicas publicadas por elas.

Por este motivo, esta revisão bibliográfica inicia-se pela apresentação dos principais tópicos das normativas relacionadas à conexão de geradores nas redes de distribuição da CELESC e da COPEL, que são as concessionárias nas quais a UTFPR-Campus Pato Branco está mais inserida. Também serão apresentados os principais aspectos dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (ANEEL, 2009) da ANEEL e da (IEEE, 2003). Ao final do trabalho, os resultados obtidos serão comparados aos requisitos mínimos exigidos por estas normas.

### **1.3.1 Normas de Conexão**

Cada concessionária estabelece normas técnicas ou instruções normativas com o objetivo de apresentar aos acessantes de geração do sistema elétrico os requisitos mínimos necessários para autorização do acesso. O cumprimento destas normas é imprescindível e por este motivo, o presente trabalho apresenta os aspectos principais de cada uma delas.

Inicialmente, será apresentada a normativa IEEE Std 1547-2003, que é a principal referência internacional no que se refere à conexão de geração distribuída em sistemas elétricos de potência. Esta normativa apresenta critérios mais rígidos que a norma nacional do PRODIST, e o atendimento a esses critérios garantem padrões de conexão internacionais.

Também serão apresentados os principais aspectos do (ANEEL, 2009), documento publicado pela ANEEL que apresenta os conceitos básicos consolidados relativos ao processo de acesso aos sistemas de distribuição de energia elétrica nacional. Esta é a normativa que deve ser seguida pelos agentes de geração para conexão de seus empreendimentos às redes de distribuição de energia elétrica no Brasil.

Esta seção apresentará também os requisitos básicos das duas concessionárias de distribuição de energia elétrica cuja atuação geográfica coincide com a que a UTFPR Campus Pato Branco está inserida: a COPEL pelo fato de a

universidade estar situada no estado do Paraná e a CELESC pela proximidade geográfica com o estado de Santa Catarina.

### **IEEE 1547-2003**

A *IEEE 1547-2003 (Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems)* é uma norma do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) cujo objetivo é o de fornecer um conjunto de critérios e requisitos para a interligação dos recursos de geração distribuída nas redes de energia elétrica. A IEEE 1547-2003 apresenta como requisitos gerais a regulação de tensão, integração com o aterramento do sistema elétrico de potência, sincronização, energização inadvertida do sistema elétrico de potência, proteção contra interferência eletromagnética, proteção contra sobretensão e sobrecorrente, ilhamento e coordenação de religação, níveis de tensão e frequência, perda de sincronismo, limitação de injeção de corrente contínua, limitação de *flicker* e harmônicos.

A sincronização é o ato de correspondência, dentro dos limites admissíveis, da magnitude da tensão, do ângulo de fase e da frequência de uma unidade de geração distribuída (GD) com o sistema elétrico de potência antes da conexão de ambos em paralelo. Para minimizar os transientes tanto da GD quanto no sistema elétrico de potência, é importante que as três quantidades descritas estejam estreitamente alinhadas antes do fechamento em paralelo do gerador com o sistema de conexão.

Para aplicações de GD trifásicas, a sequência de fases deve ser verificada no momento da instalação da unidade de geração, de modo que esta sequência deverá estar sempre correta. A rotação de fases em geral não é verificada novamente a menos que sejam feitas alterações no gerador, inversor ou no sistema elétrico de potência.

A Tabela 1 apresenta os limites para os parâmetros a serem considerados na sincronização da GD com o sistema elétrico de potência.

**Tabela 1 – Limites dos Parâmetros de Sincronização para Conexão de GD com o Sistema Elétrico de Potência.**

Classificação das Unidades de GD (kVA)	Divergência de Frequência ( $\Delta f$ , Hz)	Divergência de Tensão ( $\Delta V$ , %)	Divergência de Ângulo de Fase ( $\Delta \Phi$ , °)
0-500	0.3	10	20
500-1.000	0.2	5	15
1.000-10.000	0.1	3	10

Fonte: IEEE (2003)

No que se refere aos harmônicos, a norma diz que quando a GD estiver atendendo cargas equilibradas não lineares, a injeção de correntes harmônicas para o SEP (Sistema Elétrico de Potência) no ponto de conexão não deve exceder os limites indicados na Tabela 2.

**Tabela 2 – Máxima Distorção Harmônica de Corrente em Percentuais de Corrente.**

Ordem Harmônica Individual (harmônicas ímpares)	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	Distorção Harmônica Total
(%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

Fonte: IEEE (2003)

## PRODIST

Os Procedimentos de Distribuição - PRODIST (ANEEL, 2009), publicados pela ANEEL, apresentam os conceitos básicos consolidados relativos ao processo de acesso aos sistemas de distribuição de energia elétrica nacionais.

O PRODIST estabelece as etapas obrigatórias que os agentes de geração devem seguir para ter acesso ao sistema de distribuição para comercializar sua

energia. Este documento estabelece as tensões nominais de conexão, os critérios de fator de potência da conexão, níveis de distorções harmônicas, níveis de desequilíbrio e flutuações de tensão e variações de tensão e frequência, entre outros. Os critérios específicos do acesso são solicitados pelas normas das concessionárias.

No que diz respeito a tensão na qual o acessante irá realizar a conexão de suas instalações ao sistema de distribuição, o PRODIST define conforme segue:

- a) Baixa Tensão - BT: potência igual ou inferior a 75 kW;
- b) Média Tensão - MT: potência superior a 75 kW e MUSD (Montante de Uso do Sistema de Distribuição) contratado inferior a 2500 kW, inclusive;
- c) Alta Tensão - AT: MUSD contratado superior a 2500 kW.

O PRODIST estabelece também que Centrais Geradoras de Energia (CGHs) podem ser conectadas ao sistema de distribuição de BT, desde que preservadas a confiabilidade e a segurança operativa do sistema elétrico. As tensões nominais de conexão padronizadas de baixa tensão são:

**Tabela 3 – Tensões nominais de conexão padronizadas de baixa tensão.**

Sistema	Tensão Nominal
Trifásico	220 / 127
	380 / 220
Monofásico	254 / 127
	440 / 220

Fonte: ANEEL (2009)

As tensões nominais de conexão padronizadas para MT e AT são:

**Tabela 4 – Tensões nominais de conexão padronizadas para MT e AT.**

Sistema	Tensão Nominal
MT	13,8 kV
	34,5 kV
AT	69 kV
	138 kV

**Fonte: ANEEL (2009)**

Com relação ao fator de potência, o PRODIST estabelece que em unidade consumidora com tensão inferior a 230 kV, o fator de potência no ponto de conexão deve estar compreendido entre 0,92 (noventa e dois centésimos) e 1,00 (um) indutivo ou 1,00 (um) e 0,92 (noventa e dois centésimos) capacitivo, de acordo com regulamentação vigente.

No que se refere a distorções harmônicas de tensão, os valores de referência para as distorções harmônicas totais estão indicados na Tabela 5 a seguir. Estes valores servem para referência do planejamento elétrico em termos de QEE (Qualidade da Energia Elétrica) e que, regulatoriamente, são estabelecidos em resolução específica.

**Tabela 5 – Valores de Referência para Distorções Harmônicas Totais.**

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) [%]
$V_N \leq 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} < V_N \leq 69\text{kV}$	6
$69\text{kV} < V_N \leq 230\text{kV}$	3

**Fonte: ANEEL (2009)**

Devem ser obedecidos também os valores das distorções harmônicas individuais de tensão indicados no Quadro 1 a seguir.

	Ordem	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]			
		$V \leq 1\text{kV}$	$1\text{kV} < V_n$	$13,8\text{kV} < V_n \leq$	$69\text{kV} < V_n \leq$
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

**Quadro 1 – Valores de Distorções Harmônicas Individuais.**

**Fonte: ANEEL (2009)**

Já no que diz respeito às variações de frequência, o PRODIST estabelece que o sistema de distribuição e as instalações de geração conectadas ao mesmo devem, em condições normais de operação e em regime permanente, operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz.

As instalações de geração conectadas ao sistema de distribuição devem garantir que a frequência retorne para a faixa de 59,5 Hz a 60,5 Hz, no intervalo de

30 (trinta) segundos após sair desta faixa, quando de distúrbios no sistema de distribuição, para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração.

Havendo necessidade de corte de geração ou de carga para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração, durante os distúrbios no sistema de distribuição, a frequência:

- a) não pode exceder 66 Hz ou ser inferior a 56,5 Hz em condições extremas;
- b) pode permanecer acima de 62 Hz por no máximo 30 (trinta) segundos e acima de 63,5 Hz por no máximo 10 (dez) segundos;
- c) pode permanecer abaixo de 58,5 Hz por no máximo 10 (dez) segundos e abaixo de 57,5 Hz por no máximo 05 (cinco) segundos.

## **CELESC**

De acordo com (CELESC, 2006), como princípio básico, o ponto de conexão é o barramento da subestação distribuidora da CELESC mais próxima da usina do acessante. Porém, o ponto de conexão será definido pela CELESC com base em critérios técnicos. Ainda, em caráter excepcional, para facilitar a democratização do acesso, a CELESC poderá, para usinas de pequeno porte, liberar ponto de conexão dentro de suas linhas de distribuição, desde que atendidos alguns requisitos básicos, principalmente no que diz respeito à capacidade da rede no ponto de conexão. Na mesma norma, no item 5.2.11 é estabelecido que somente será permitido paralelismo para geradores trifásicos. As tensões normatizadas para acesso ao sistema de distribuição são 13,8kV, 23kV e 34,5kV.

Quanto ao fator de potência, a norma prevê que o acessante deverá especificar em pelo menos 0,90 o fator de potência nominal de seus geradores. Entretanto é desejável que o fator de potência da máquina seja de 0,85, proporcionando uma margem maior para o controle de tensão, principalmente para sustentar a continuidade de operação da usina em condições anormais do sistema. O sistema de excitação das máquinas deverá ser dimensionado para atender esse fator de potência.

## COPEL

A conexão de mini e micro centrais hidrelétricas às redes de distribuição da COPEL vêm sendo tratada até o presente momento como conexões de PCHs (Pequenas Centrais Hidrelétricas) e submetidas aos mesmos requisitos técnicos de conexão dessas últimas.

De acordo com (COPEL, 2006) o acessante de geração é responsável pela linha de interconexão entre a unidade geradora e o sistema elétrico da COPEL, assumindo seus custos de implantação e manutenção. Esta linha de interconexão deverá seguir os padrões construtivos da concessionária. Também é de responsabilidade do acessante as despesas de desapropriação e concessão de passagem dessa linha. Ainda segundo esta norma, item 6, alíneas a e c, a geração do acessante deverá ser trifásica na frequência de 60Hz e a conexão com a rede da COPEL deverá ser feita em subestações através de alimentador exclusivo, não sendo permitida a conexão através de uma derivação de uma linha.

Em 2009, porém, utilizando-se da normativa (COPEL, 2008) que trata da conexão de pequenos geradores a biogás em paralelo com o sistema de distribuição de baixa tensão da concessionária, foi lançado um projeto piloto na cidade de Santa Maria do Oeste - PR, conectando uma central de 256 kVA diretamente na rede de distribuição em 34,5kV.

Trata-se de um projeto piloto da COPEL para fornecer subsídios para a elaboração de uma nova normativa para a conexão de mini e micro centrais hidrelétricas às redes de distribuição da concessionária. Enquanto isso, ainda estão vigentes os requisitos mínimos exigidos na normativa **Requisitos Técnicos para a Conexão de Geração em Paralelo com o Sistema Elétrico da COPEL** (COPEL, 2008).

A COPEL possui duas configurações de sistemas de distribuição nos quais os acessantes de geração podem conectar seus empreendimentos, sendo um deles na tensão 13,8kV e outro na tensão 34,5kV.

A Figura 2 mostra o Sistema de Neutro Isolado em 13,8kV, aterrado através de Reator ou Transformador de Aterramento para proteção contra faltas fase-terra, sendo permitida a ligação de transformadores de distribuição monofásico entre fases



e de trifásicos em triângulo.  $V_p$  representa a tensão primária e  $V_s$  a tensão secundária dos transformadores.

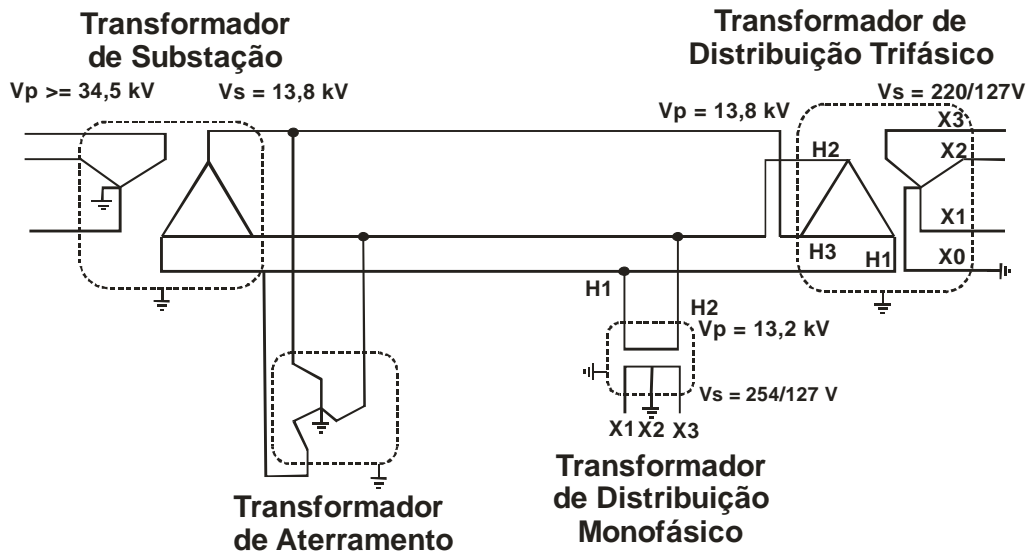


Figura 2 – Sistema de Distribuição em 13,8 kV.

Fonte: COPEL (2008)

A Figura 3 mostra o Sistema de Neutro Aterrado em 34,5kV, sendo os transformadores de distribuição monofásicos ligados entre fase e terra e os trifásicos em estrela aterrada. Novamente,  $V_p$  representa a tensão primária e  $V_s$  a tensão secundária dos transformadores.

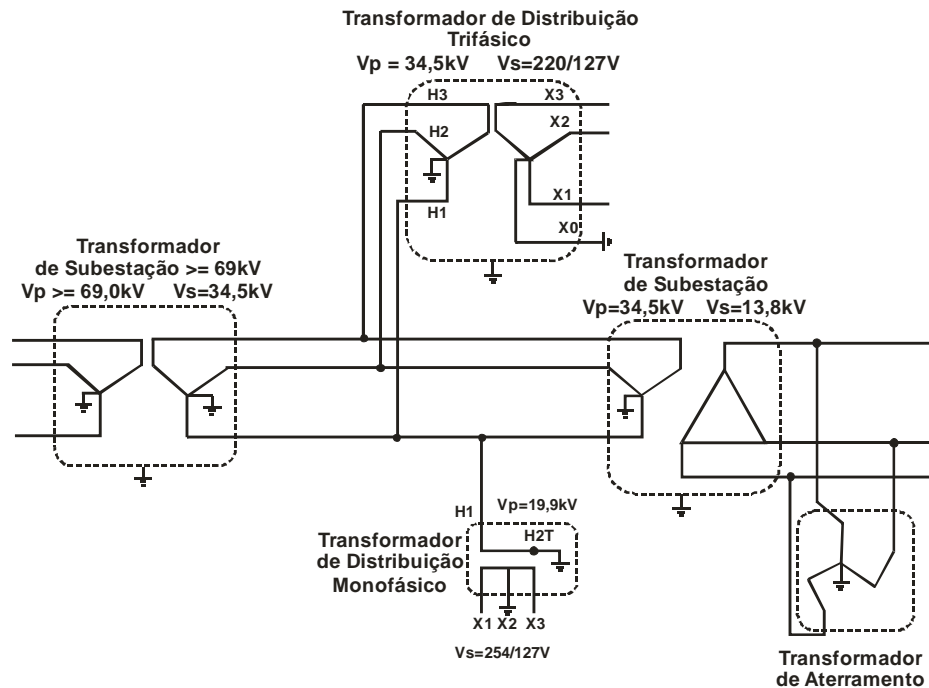


Figura 3 – Sistema de Distribuição em 34,5 kV.

Fonte: COPEL (2008)

### 1.3.2 Sistema de Conexão com a Rede Monofásica

Como pode ser verificado nas normativas das concessionárias, atualmente a conexão de geradores com as redes de distribuição das concessionárias só é permitida na forma trifásica. Para viabilizar esta conexão com a rede monofásica, precisamos inicialmente converter o sinal trifásico proveniente do gerador em um sinal monofásico compatível com o da rede local de energia elétrica.

O sistema de conexão proposto, de acordo com a Figura 1, utiliza dois conversores estáticos para fazer a conexão do gerador, sendo um retificador PWM trifásico e um inversor PWM monofásico, cujas características são apresentadas a seguir.

### 1.3.3 Retificador PWM Trifásico

Os retificadores trifásicos não controlados não apresentam características suficientemente boas para serem utilizados em aplicações regulamentadas por normas rígidas, como é o caso da conexão de geração distribuída com as redes de

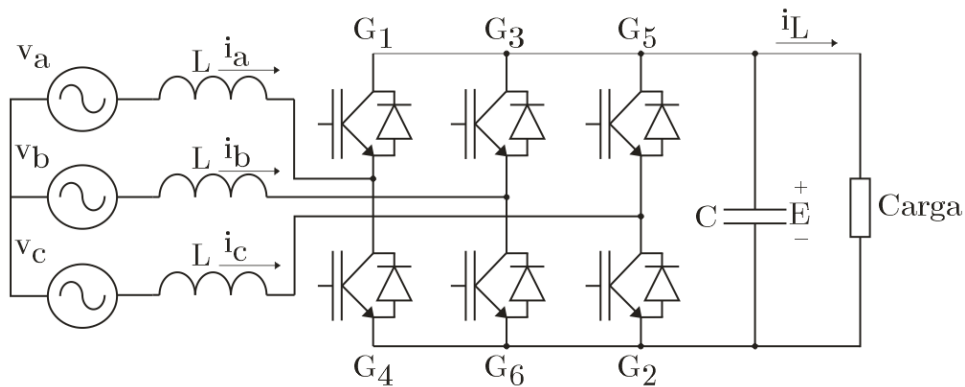
distribuição das concessionárias. Além disso, nesses conversores não é possível fazer a regulação da tensão CC de saída.

Desta forma, faz-se necessária a utilização de retificadores trifásicos PWM para obtenção de melhores resultados. O objetivo é utilizar uma estrutura onde se consiga um fator de potência, visto pelo gerador, o mais próximo da unidade, com baixa distorção harmônica das correntes de entrada, regulação da tensão de saída, simplicidade de controle e projeto, robustez, baixo peso, custo e volume.

Algumas publicações acerca de retificadores trifásicos com alto fator de potência podem ser encontrados em (MIDAVAINÉ; LE MOIGNE; BARTHOLOMEUS, 1996), (VERDELHO; SOARES, 1997), (KOLAR; ERTL, 1999), (SATO et al., 2002), (MARAFÃO; POMÍLIO; SPIAZZI, 2002), em especial retificadores com conversores VSC (*Voltage Source Converters*), assim como o utilizado neste trabalho, uma vez que os CSC (*Current Source Converters*) são menos utilizados.

A topologia adotada neste trabalho para a conversão CA-CC consiste na utilização de conversor trifásico em ponte completa com chaves controláveis, como descrito por (VERDELHO, 1998), (SATO et al., 1998), (DOVAL-GANDOY et al., 1999), (DIXON; CONTARDO; MORÁN, 1999), (MALESANI; MATTAVELLI; BUSO, 1999), (ZHOU; WHANG, XU, 2000), (MATAKAS JR.; PEA, 2001), (JUNQUEIRA; MATAKAS; KOMATSU, 2002) e (CHATTOPADHYAY; RAMANARAYANAN, 2004). Com adequado controle do chaveamento da ponte podem-se absorver correntes senoidais em fase com as tensões da rede e regular a tensão CC de saída. Este circuito possibilita o controle do fluxo de energia, em ambos os sentidos (desde que a tensão CC seja maior que o pico da tensão CA de linha).

A Figura 4 apresenta o circuito do conversor trifásico (do tipo fonte de tensão) conectado ao gerador através dos indutores de acoplamento (L). No lado CC tem-se o capacitor de filtro (C) e carga (CARGA). O capacitor do lado CC é utilizado para armazenamento de energia e filtragem da ondulação CC. Os indutores de entrada (L) servem para a filtragem das correntes no lado CA.



**Figura 4 – Topologia básica de um conversor PWM trifásico.**

Fonte: JUNQUEIRA (2004)

O conversor utilizado é a três fios (sem neutro). Os semicondutores da ponte conversora são comutados em PWM por sinais gerados pelo circuito de controle a partir das grandezas medidas: tensões e correntes da linha (CA) e tensão CC. São utilizados controladores PI para controle das correntes do lado de CA e regulação da tensão CC. O sincronismo com as tensões do gerador é obtido por um algoritmo de PLL, através de um filtro de Kalman.

### 1.3.3.1 Técnicas de Controle Aplicadas à Conversores Trifásicos

Conforme comentando anteriormente e apresentado em (CAMBOIM, 2009), devido à necessidade de maior qualidade do sinal e redução de conteúdo harmônico, várias técnicas de controle de retificadores trifásicos têm sido propostas. Muitas dessas técnicas só se tornaram possíveis, tanto técnica quanto economicamente, graças aos avanços dos dispositivos semicondutores (*IGBTs*), que permitem operação rápida em níveis de corrente e tensão elevados, e dos processadores digitais de sinais (*DSPs*), que possibilitam a implementação de algoritmos de controle bastante sofisticados e com precisão e velocidade suficientes (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Notadamente, as técnicas de controle de corrente (WU; DEWAN; SLEMON, 1990), (BHOWMIK et al., 1995) e (BLASCO; KAURA, 1997) tornaram-se bastante populares e têm sido constantemente melhoradas. Outras técnicas, menos conhecidas, fundamentam-se no controle direto de potência (OHNISHI, 1991),

(MALINOWSKI et al., 2001) e (MALINOWSKI; JASINSKI; KAZMIERKOWSKI, 2004). O referencial adotado em ambas as abordagens pode ser orientado pelo vetor tensão da rede, ou o pelo vetor fluxo virtual. Quando o referencial utilizado é orientado pelo vetor tensão da rede e esta contém distúrbios, tanto o controle de corrente, quanto o controle direto de potência falham em fornecer corrente senoidal. Este problema tem sido contornado com o uso de PLLs, que conseguem rastrear a componente fundamental de sequência positiva da tensão da rede mesmo quando há distúrbios nesta. No entanto, a adoção de referencial orientado pelo vetor fluxo virtual promete dispensar o uso de PLLs (DUARTE et al., 1999).

Diversas técnicas de ajuste são aplicadas nos dois tipos de controle (controle de corrente e controle direto de potência). Pode-se dividir as técnicas em lineares e não-lineares. Entre as lineares, destaca-se o uso de controladores do tipo proporcional-integral (PI). Entre as não-lineares, tem-se: histerese; "deadbeat"; modos deslizantes; e etc.

Os controles feitos com histerese têm a vantagem de serem robustos e simples de implementar (apesar de exigirem alta taxa de amostragem), não apresentam erro em estado de regime permanente e são dotados de dinâmica excelente (depende somente da frequência de chaveamento e das constantes de tempo do sistema). Porém, a frequência de chaveamento é, geralmente, variável, dificultando o projeto do filtro. Há algumas propostas com banda de histerese variável que superam este problema (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998).

Em geral, as técnicas lineares, por empregarem modulação por largura de pulso (PWM), apresentam espectro harmônico bem definido, porém possuem dinâmica inferior aos controles por histerese.

A técnica de controle de corrente em referencial orientado pelo vetor tensão com controladores do tipo PI, adotada neste trabalho, baseia-se na transformação de coordenadas entre o referencial fixo " $\alpha\beta$ " e referencial síncrono " $dq$ " orientado pelo vetor tensão da rede, onde as correntes a serem reguladas são grandezas CC. Com isto, controladores do tipo PI podem ser utilizados para regular as correntes. O controle feito com PIs permite o uso de moduladores PWM, que são capazes de oferecer chaveamento simétrico e com frequência fixa, o que contribui para que a corrente drenada da rede pelo retificador seja mais limpa e o projeto do filtro que o conecta à rede mais simples.

A técnica de controle direto de potência em referencial orientado pelo vetor tensão (V-DPC), proposta em (NOGUCHI et al., 1998), dispensa os sensores de tensão de linha, pois utiliza um estimador de tensão. O controle instantâneo da potência ativa e reativa é realizado selecionando-se um estado de chaveamento ótimo do conversor, de tal forma que os erros de potência ativa e reativa fiquem restritos a bandas de histerese apropriadas. Isto é feito por meio de uma tabela de chaveamento e alguns comparadores por histerese. A tensão do barramento CC é regulada por meio do controle de potência ativa, e o fator de potência próximo da unidade é conseguido ajustando-se a potência reativa de referência para zero.

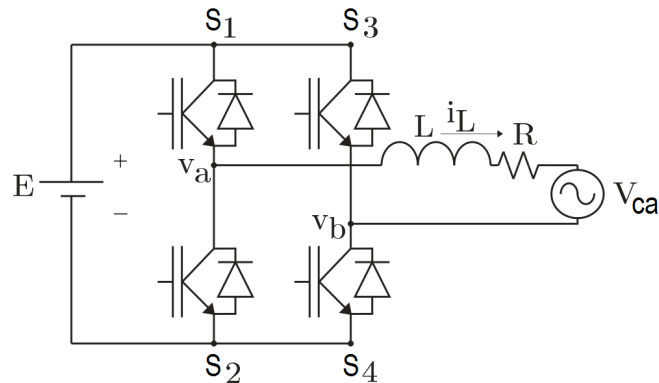
Outra técnica, conhecida como técnica de controle direto de potência orientado pelo fluxo virtual (VF-DPC) foi proposta por (MALINOWSKI et al., 2001). Nesta técnica o fluxo virtual é obtido por meio de um estimador de fluxo virtual, o qual dispensa os sensores de tensão de linha. O fluxo virtual estimado é usado para calcular as potências ativa e reativa e para orientação do referencial. Basicamente, a idéia é a mesma do controle V-DPC. O controle instantâneo da potência ativa e reativa é realizado por meio de comparadores por histerese, selecionando-se um estado de chaveamento da mesma tabela utilizada no método V-DPC. Este tipo de controle garante que os erros de potência ativa e reativa fiquem restritos às bandas de histerese apropriadas. Controlando-se a potência ativa regula-se a tensão no barramento CC e ajustando-se a potência reativa de referência para zero consegue-se operar com fator de potência próximo da unidade.

#### **1.3.4 Inversor PWM Monofásico**

Os inversores monofásicos PWM de ponte completa são amplamente utilizados em fontes ininterruptas de energia (UPS), conversores CC-CA para conexão de geração eólica e solar, reguladores de voltagem *stand-alone* (não conectado à rede) em sistemas de distribuição de energia e muitas outras aplicações industriais.

A Figura 5 apresenta a topologia básica de um conversor monofásico PWM de ponte completa. A tensão CA de saída é criada a partir do chaveamentos dos semicondutores em uma sequência adequada. A tensão de saída da ponte,  $v_{ac}$ ,

pode ser  $+E$ ,  $-E$  ou  $0$ , dependendo da forma como as chaves semi-condutoras são controladas (ROSHAN, 2006).



**Figura 5 – Topologia básica de um inversor PWM monofásico de ponte completa.**

Fonte: DONG et al. (2009)

Os semicondutores da ponte conversora são comutados em PWM por sinais gerados pelo circuito de controle a partir das grandezas medidas: tensão e corrente da linha (CA) e tensão CC. São utilizados controladores PI para controle da corrente do lado de CA. O sincronismo da corrente de saída com a tensão da rede é obtido por um algoritmo de PLL, através de um filtro de Kalman.

#### 1.3.4.1 Técnicas de Controle Aplicadas à Conversores Monofásicos

Muitas estratégias de controle para conversores monofásicos conectados à rede vêm sendo propostas em trabalhos recentes, como controle de histerese e controle preditivo para o inversor monofásico trabalhando conectado à rede (KOJABADI et al., 2006), (HERONG GU et al., 2006), controle fuzzy, controle por modos deslizantes e controle repetitivo para o inversor trabalhando em modo *stand-alone* (não conectado à rede) (JUNG; TZOU, 1993), (YING-YU; SHIH; HSIN, 1999), (HERONG GU et al., 2006) e controle preditivo para o conversor trabalhando em modo retificador (NISHIDA et al., 1993).

Dentre todos os diferentes modos de operação, o controle da tensão CA operando no modo *stand-alone* apresenta a maior dificuldade, uma vez que o controle tradicional para conversores CC/CC não pode ser aplicado diretamente aos

inversores CC/CA. O principal objetivo de um sistema de controle de um conversor em ponte completa é o de conseguir uma dinâmica rápida de tensões CA e regulação de frequência durante transitórios, enquanto mantém um erro nulo em regime permanente sob diferentes tipos de carga. Muitos esquemas de controle para este conversor foram propostos durante os últimos anos, conforme descrito a seguir.

Controladores *Deadbeat* (KAWAMURA; HANEYOSHI; HOFT; 1988), (KAWABATA, 1990), (JUNG, 1997), (KAWAMURA, 1990) têm sido utilizados para uso em fontes ininterruptas de energia (UPS) por muitos anos. Ele consegue respostas dinâmicas muito rápidas para implementações digitais. No entanto, a técnica de controle *Deadbeat* requer o conhecimento exato dos parâmetros do sistema e o ambiente de trabalho é bastante sensível a esses parâmetros, o que pode degradar a performance ou mesmo a estabilidade do sistema. O controlador repetitivo (YING-YU, 1997), (YING-YU; SHIH; HSIN, 1999) é outra forma de se fazer o controle. Origina-se do princípio do modelo interno, que tem um bom desempenho em regime permanente; porém, o desempenho em transitórios é limitado porque o controlador repetitivo não consegue responder em menos de um ciclo. Os controles por modos deslizantes (JUNG; TZOU, 1993), (CARPITA; MARCHESONI, 1996), (JUNG; TZOU, 1996) também são utilizados em fontes ininterruptas de energia (UPS). Controle por modos deslizantes é bem conhecido pela resposta dinâmica rápida e alta robustez. A dificuldade neste tipo de controle é a de determinar uma superfície de deslizamento adequada, a ocorrência de *chattering* e limitação da frequência de chaveamento. Muitos artigos apresentam controles adaptativos não-lineares para aplicações em UPS (BARNES; KRISHNAN, 1995), (GRÜNDLING, 1997), (NORIEGA-PINEDA, 2001), incluindo o popular controle adaptativo por modelo de referência e regulador auto-ajustável. No entanto, o esforço computacional é alto não sendo prático para redução de custos de processamento digital, quando comparados com controladores PI. Outros controladores não-lineares, como controladores de rede neural (XIAO SUN et al., 2002), (DENG; ORUGANTI; SRINIVASAN, 2003), também têm desvantagens devido a sua alta complexidade computacional. Comparados a estes, controladores PID apresentam vantagens em termos de simplicidade e fácil implementação, proporcionando uma região de estabilidade e um bom desempenho de regulação. No entanto, um erro de regime permanente sempre irá existir para controladores PID devido ao ganho finito



em 60Hz, e sua performance depende das condições atuais da carga. Para resolver este problema, algumas soluções foram propostas, tais como realimentação de corrente de carga (JUNG, 1997), (JUNG et al., 1999), controlador proporcional + ressonante (PR) (TEODORESCU et al., 2004), (KOJABADI et al., 2006), (GUO; ZHAO; WU, 2006), e controlador “ $dq$ ” monofásico com eixo  $\beta$  imaginário (ZHANG et al., 2002), (SALAET et al., 2004), (GONZALEZ; CARDENAS; PAZOS, 2004), (LIRA et al., 2006), (ROSHAN et al., 2007).

Dessa forma, optou-se por utilizar um controlador PI com controle em coordenadas “ $dq$ ” com eixo  $\beta$  imaginário para controle do conversor monofásico utilizado na conexão. O sincronismo com a tensão da rede é obtido por um algoritmo de PLL, implementado através de um filtro de Kalman, conforme descrito em (CARDOSO, 2008).

#### 1.4 TRABALHOS CORRELATOS

A conexão de geradores trifásicos em redes de distribuição monofásicas não é um assunto inédito, porém este trabalho traz uma abordagem diferenciada de outros trabalhos que o antecederam.

Para fazer esta conexão, (MACHADO et al., 2004) utilizam uma conexão direta entre o gerador trifásico e a rede de distribuição monofásica, utilizando um conversor PWM com filtro de saída para promover o balanço entre as fases.

Outros trabalhos, tais como (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005) apresentam a utilização de conversores CC/CA para a conexão de geradores fotovoltaicos nas redes de distribuição monofásicas. Nessa mesma linha, (DONG et al., 2009), apresenta um conversor CC/CA bidirecional para conexão de geração distribuída com as redes monofásicas, diferenciando do presente trabalho pelo fato de focar somente no inversor monofásico de saída.

Utilizando dois conversores, (MACCARINI, 2009) apresenta um sistema de conexão de geradores eólicos trifásicos com a rede de distribuição monofásica. O enfoque principal do trabalho está no inversor monofásico para a conexão com a rede de distribuição, não se preocupando com a conversão CA/CC do primeiro conversor. Toda energia produzida pelo gerador eólico é convertida, não possuindo cargas locais conectadas ao gerador.

O presente trabalho traz uma abordagem diferenciada no que se refere ao estudo dos dois conversores, levando-se em consideração o consumo de energia local e a conversão do excedente de produção para a venda para a rede de distribuição monofásica local, além de equilibrar as correntes e manter o fator de potência unitário no gerador.

## **1.5 OBJETIVOS DO TRABALHO**

O objetivo principal deste trabalho é o de desenvolver um sistema que possibilite a conexão de geradores trifásicos de mini e micro centrais hidrelétricas em uma rede de distribuição monofásica. Tal sistema é baseado em conversores estáticos de potência. A idéia, com isso, é possibilitar a venda de energia elétrica excedente do gerador para a concessionária. Adicionalmente, o sistema proposto garante correntes equilibradas no gerador, compensando o desequilíbrio causado por cargas locais e mantendo o fator de potência unitário.

Para isso, o trabalho foi dividido em objetivos específicos que são:

1. Projetar (dimensionar) o barramento CC e os filtros de entrada e saída do sistema de conexão de geradores trifásicos com a rede monofásica rural.
2. Modelar o retificador trifásico e projetar um sistema de controle digital que garanta a compensação de correntes de sequência negativa e corrija o fator de potência da carga local, possibilitando fator de potência unitário para o gerador.
3. Modelar o inversor monofásico e projetar um sistema de controle digital que garanta as condições de paralelismo com a rede da concessionária, de modo a ter fator de potência unitário na conexão.
4. Implementar um sistema de teste em laboratório em escala reduzida, utilizando um gerador síncrono trifásico de 3kW e conectá-lo a rede monofásica da COPEL em tensão secundária de 127V.

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O desenvolvimento do presente trabalho foi dividido em etapas, que estão transcritas neste material na forma de 6 capítulos, sendo o primeiro deles esta introdução e apresentação do tema proposto.

O Cap. 2 apresenta a modelagem e controle do retificador trifásico PWM usado para converter a energia excedente do gerador em energia armazenada no barramento CC para ser utilizada pelo inversor monofásico.

No Cap. 3, é apresentada a modelagem e o controle do inversor monofásico PWM usado para a conexão com a rede local. Este inversor é responsável pela sincronia do sistema com a rede monofásica local da concessionária de energia elétrica.

Antes de implementar o circuito na prática, ele foi simulado através de *softwares* computacionais específicos para esta finalidade e os resultados destas simulações apresentados no Cap. 4.

O Cap. 5 apresenta os resultados experimentais colhidos em laboratório em um sistema com potência de 2kW.

As conclusões e sugestões para trabalhos futuros serão apresentadas no sexto e último capítulo do trabalho.

## 2 MODELAGEM E CONTROLE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO

### 2.1 INTRODUÇÃO

O retificador PWM trifásico proposto é responsável por converter a energia excedente do gerador trifásico em energia armazenada no barramento CC. É responsável também por corrigir o fator de potência da carga local e possíveis desequilíbrios de corrente de sequência negativa provenientes da carga local. O esquema geral do retificador é apresentado na Figura 6.

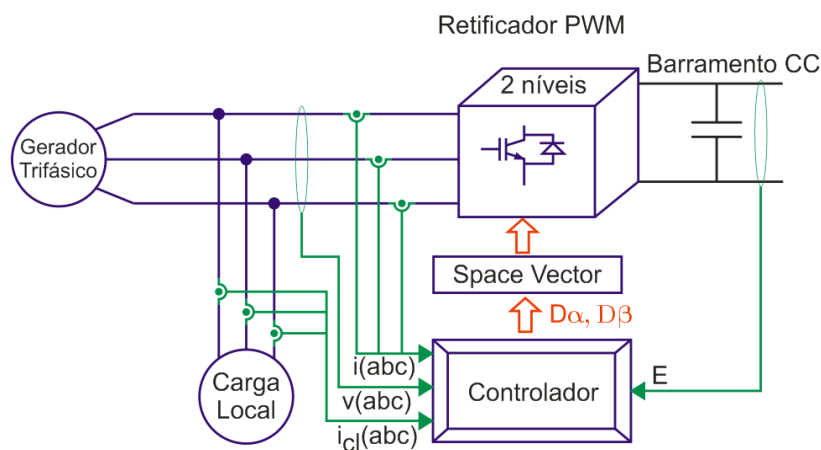


Figura 6 – Representação do retificador PWM trifásico.

A primeira etapa para efetuar a conexão é fazer a transformação da energia excedente do gerador em energia armazenada no barramento CC. Esta transformação é feita através do retificador trifásico. Foi escolhida uma topologia em dois níveis, com semicondutores (IGBTs) acionados através de sinais PWM provenientes de uma modulação *space vector*, conforme apresentada no Anexo C. O controlador é o responsável por receber as grandezas medidas e atuar de forma a corrigir o fator de potência da carga local e garantir um alto fator de potência para o gerador. Além disso, o controlador é capaz de compensar desequilíbrios de sequência negativa da carga local, proporcionando assim que o gerador trabalhe de

forma balanceada, aumentando a sua vida útil e aproveitando a máxima potência que o gerador pode fornecer.

O objetivo deste capítulo é o de apresentar a modelagem do sistema de conversão CA-CC trifásico e os controladores de tensão e corrente. Para desenvolver o sistema de controle, devemos estabelecer as equações diferenciais que descrevem o comportamento do sistema de acordo com as leis de Kirchhoff.

## 2.2 VARIÁVEIS E PARÂMETROS

Antes de estabelecer o modelo para o conversor trifásico, são definidos alguns parâmetros, apresentados na Tabela 6.

**Tabela 6 – Variáveis e parâmetros do retificador trifásico.**

Variáveis e Parâmetros	Definição
E	Tensão no barramento CC
L	Indutor do lado CA
R	Resistor interna do indutor de entrada
C	Capacitor do barramento CC

## 2.3 RETIFICADOR TRIFÁSICO

A representação de um conversor PWM trifásico é apresentada na Figura 7, onde a ponte trifásica controlada consiste de seis chaves semicondutoras de potência (IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*), denominadas  $G_1$ - $G_6$ . No acoplamento entre o gerador e o retificador trifásico é utilizado um indutor L. Na lado CC, é utilizado um capacitor C, representando o barramento CC. O resistor R representa todas as perdas de potências, tais como perdas de linha, perdas do indutor e perdas de chaveamento (KE DAI et al., 2001).

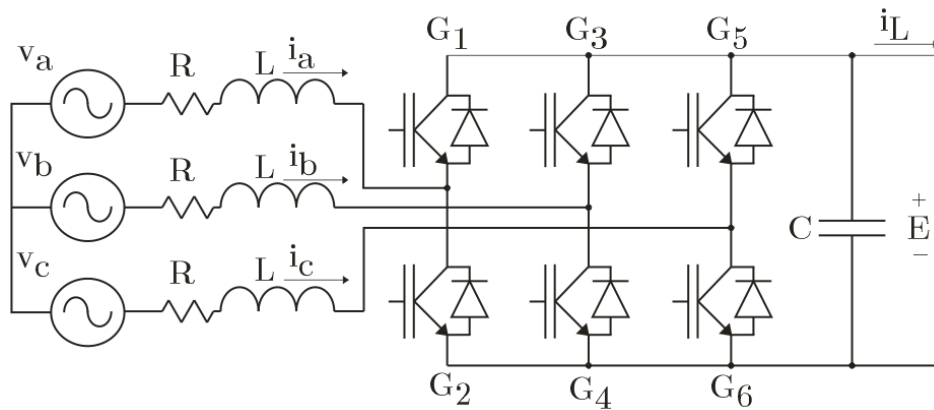


Figura 7 – Modelo do Retificador PWM Trifásico.

Fonte: KE DAI et al. (2001)

Supondo que as tensões proveniente do gerador sejam balanceadas, simétricas sem componentes de sequência zero, o modelo matemático do conversor PWM trifásico em eixos estacionários “ABC” é definido em termos das leis das correntes e tensões de Kirchoff:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_a}{dt} = -i_a R + v_a - (S_a^* - \frac{S_a^* + S_b^* + S_c^*}{3}) E \\ L \frac{di_b}{dt} = -i_b R + v_b - (S_b^* - \frac{S_a^* + S_b^* + S_c^*}{3}) E \\ L \frac{di_c}{dt} = -i_c R + v_c - (S_c^* - \frac{S_a^* + S_b^* + S_c^*}{3}) E \\ C \frac{dE}{dt} = S_a^* i_a + S_b^* i_b + S_c^* i_c - i_L \end{array} \right. , \quad (2.1)$$

onde  $v_a, v_b, v_c$  são as tensões de fase CA do gerador,  $E$  é a tensão de saída CC,  $i_a, i_b, i_c$  são as correntes de linha de entrada,  $i_L$  é a corrente da carga e  $S_a^*, S_b^*, S_c^*$  são as funções de comutação dos braços do conversor, cujos valores possíveis são +1, 0 e -1.

Para sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), é comum o uso de transformações lineares, como as transformadas “ $\alpha\beta$ ” e “ $dq$ ”, com o intuito de facilitar a estratégia de controle através do desacoplamento de determinadas variáveis.

Qualquer variável trifásica no espaço “ABC” pode ser transformada de uma referência estacionária trifásica para uma referência bifásica através da *Transformação de Park*. A matriz de transformação de coordenadas é:

$$T_{ABC \rightarrow dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{seno}(\theta) & -\text{seno}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{seno}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}, \quad (2.2)$$

onde  $\theta$  é o ângulo entre o eixo  $d$  e o eixo  $A$ . Se  $\theta = 0$ , isto implica na transformação de uma referência trifásica “ABC” para uma referência bifásica  $\alpha\beta$ .

Existem duas diferentes definições para a referência rotativa síncrona “dq”. A primeira, se a tensão de entrada CA for representada por uma função *coseno*, a direção do eixo  $d$  é a mesma do vetor composto e a direção do eixo  $q$  é perpendicular ao eixo  $d$ , então  $\theta = \omega t$ . Se a tensão de entrada é uma função *seno*, então  $\theta = 1.5\pi + \omega t$ . Esta última definição será usada nesta modelagem.

No âmbito da referida transformação de Park, a modelagem matemática do conversor trifásico em eixos “dq” é:

$$\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dE}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R}{L} & \omega & -\frac{S_d^*}{L} \\ -\omega & \frac{-R}{L} & -\frac{S_q^*}{L} \\ \frac{S_d^*}{C} & \frac{S_q^*}{C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ i_L \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

onde:

$$\begin{aligned} (v_d, v_q)^T &= T_{ABC \rightarrow dq} (v_a, v_b, v_c)^T, \\ (i_d, i_q)^T &= T_{ABC \rightarrow dq} (i_a, i_b, i_c)^T, \\ (S_d^*, S_q^*)^T &= T_{ABC \rightarrow dq} (S_a^*, S_b^*, S_c^*)^T. \end{aligned}$$

As equações diferenciais de corrente na entrada do conversor trifásico PWM em eixos síncronos “dq” são:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{1}{L}(v_d - u_{rd}), \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d + \frac{1}{L}(v_q - u_{rq}), \end{cases} \quad (2.4)$$

onde,

$$\begin{cases} u_{rd} = S_d^* E, \\ u_{rq} = S_q^* E. \end{cases}$$

A matriz da função de transferência em malha aberta é:

$$\begin{pmatrix} LS + R & -L\omega \\ L\omega & LS + R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_d - u_{rd} \\ v_q - u_{rq} \end{pmatrix}. \quad (2.5)$$

Isto implica que o conversor trifásico em coordenadas “dq” é um sistema de múltiplas variáveis com duas entradas e duas saídas. Diferentemente do sistema de uma única variável, o sistema de múltiplas variáveis apresenta a interação entre elas, que é mostrado através dos termos de acoplamento  $\pm L\omega \neq 0$ . Os termos de acoplamento irão afetar a estabilidade do sistema, características estáticas e dinâmicas do sistema de controle e torna o dimensionamento dos parâmetros de controle mais complexo.

Definido o modelo da planta, parte-se para o projeto do compensador. O controlador proporcional integral, por sua facilidade de implementação e sintonia é, hoje em dia, um dos controladores mais utilizados nas mais diversas aplicações envolvendo controle de processos. O controlador PI também garante um erro nulo em regime permanente para uma entrada constante. O controlador PI foi escolhido e projetado, segundo (CAMARGO; PINHEIRO, 2006), para o controle das malhas de tensão e corrente do retificador trifásico.

### 2.3.1 Controlador PI Aplicado ao Retificador Trifásico

O controlador proporcional-integral (PI) tem como característica a eliminação do erro em regime permanente, bastando para isso o projeto de apenas dois parâmetros. Este controlador foi escolhido pela sua baixa complexidade de projeto e por apresentar erro nulo em coordenadas “dq”. O projeto do controlador PI também deve levar em consideração que a banda passante do sistema não seja muito larga



para que não ocorra distorção na forma de onda da corrente de entrada, garantindo um elevado fator de potência.

No domínio do tempo, o controlador proporcional-integral é definido como mostra a Eq. (2.6),

$$\begin{aligned} u_d &= k_p i_{d_{err}} + k_i \int_0^t i_{d_{err}} dt, \\ u_q &= k_p i_{q_{err}} + k_i \int_0^t i_{q_{err}} dt. \end{aligned} \quad (2.6)$$

onde  $i_{d_{err}} = i_d^* - i_d$  e  $i_{q_{err}} = i_q^* - i_q$  são os erros de corrente, e  $i_d^*$  e  $i_q^*$  são as referências de corrente respectivos a  $i_d$  e  $i_q$ . Os escalares  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos associados às ações proporcional e integral, respectivamente. No domínio da frequência, o controlador PI é descrito através da sua função de transferência, a qual é mostrada na Eq. (2.7)

$$G_{PI}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s}. \quad (2.7)$$

A Eq. (2.4), que representa o modelo da planta em equações diferenciais, pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R i_d = \omega i_q L - u_{rd} + v_d, \\ L \frac{di_q}{dt} + R i_q = -\omega i_d L - u_{rq} + v_q, \end{cases} \quad (2.8)$$

onde  $u_{rd}$  e  $u_{rq}$  representam as ações de chaveamento das chaves semicondutoras em coordenadas “dq”, que podem assumir os valores  $+E$ ,  $0$  e  $-E$ . Note que há acoplamento entre as correntes em coordenadas “dq”.

Definindo-se agora a equação de controle como na Eq. (2.9),

$$\begin{cases} u_d = \omega i_q L - u_{rd} + v_d, \\ u_q = -\omega i_d L - u_{rq} + v_q, \end{cases} \quad (2.9)$$

tem-se que:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = u_d, \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = u_q, \end{cases} \quad (2.10)$$

ou seja, dessa transformação dos parâmetros de entrada, o problema do rastreamento das correntes com dinâmicas acopladas foi transformado em um problema com dinâmicas desacopladas. Assim, as correntes  $i_d$  e  $i_q$  podem ser controladas independentemente atuando-se sobre as entradas  $u_d$  e  $u_q$ , respectivamente.

Portanto, para o retificador trifásico em questão, considerando-se dois sistemas desacoplados, a função de transferência de malha fechada dos laços de corrente considerando realimentação unitária, que será utilizada para o projeto dos ganhos de ação proporcional e integral,  $k_p$  e  $k_i$ , é representada pela Eq. (2.11),

$$G_{MF}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_p}{L}s + \frac{k_i}{L}}{s^2 + \frac{(R+k_p)}{L}s + \frac{k_i}{L}}, \quad (2.11)$$

onde  $I(s)$  e  $I_{ref}(s)$  são as transformadas de Laplace da corrente de entrada do retificador e da corrente de referência, respectivamente. Considerando a resistência  $R$  desprezível, tem-se que

$$G_{MF}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_p}{L}s + \frac{k_i}{L}}{s^2 + \frac{k_p}{L}s + \frac{k_i}{L}}. \quad (2.12)$$

A Eq. (2.13) representa um sistema de segunda ordem no domínio  $s$ , tal que:

$$G(s) = \frac{2\xi\omega s + \omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2}. \quad (2.13)$$

Substituindo  $s$  na Eq. (2.13) por  $j\omega_c$ , onde  $\omega_c$  é a largura de faixa da banda passante, tem-se:

$$G(j\omega_c) = \frac{2\xi\omega(j\omega_c) + \omega^2}{(j\omega_c)^2 + 2\xi\omega(j\omega_c) + \omega^2}, \quad (2.14)$$

sendo que a largura de faixa  $j\omega_c$  é determinada por:

$$20\log G(j\omega_c) = -3,01dB. \quad (2.15)$$

Sabe-se que  $-3,01dB$  corresponde a um ganho de 0,707, assim o módulo de  $G(j\omega_c)$

$$\frac{\sqrt{(2\xi\omega_n\omega_c)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_c^2)^2 + (2\xi\omega_n\omega_c)^2}} = 0,707. \quad (2.16)$$

Após algumas operações algébricas, utilizando-se de (2.16) e (2.12) pode-se derivar as seguintes expressões:

$$k_p = \frac{2\xi\omega_c L}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \quad (2.17)$$

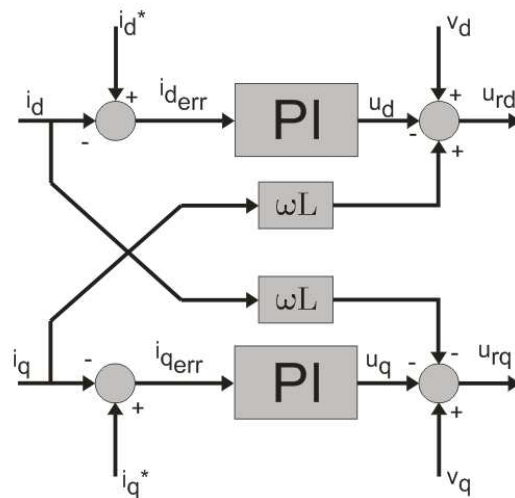
e

$$k_i = \left( \frac{\omega_c}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \right)^2 L. \quad (2.18)$$

Neste trabalho, o controlador é sintonizado de forma que, em malha fechada, a resposta em frequência seja coerente com as frequências dos sinais a serem compensados, ou seja, definida a faixa de frequência dos sinais que devem ser compensados, neste caso de 0 à frequência de corte, projeta-se os ganhos do controlador de forma a obter a função de transferência em malha fechada com aproximadamente 0dB de ganho na faixa de frequência considerada, segundo as Eq. (2.17) e (2.18).

### 2.3.2 Controle do Retificador Trifásico

Partindo da Eq. 2.4, que representa o sistema em eixos “dq”, apresenta-se o modelo do controlador de acordo com a Figura 8, onde  $(i_d^*)$  e  $(i_q^*)$  são as referências de corrente em eixos “dq” a serem drenadas do gerador trifásico,  $(i_d)$  e  $(i_q)$  são as correntes medidas em eixos “dq” na entrada do retificador trifásico e  $(v_d)$  e  $(v_q)$  são as componentes “dq” das tensões de fase do gerador trifásico.



**Figura 8 – Representação básica do modelo do controlador.**

Com a escolha adequada de  $(i_q^*)$ , pode-se compensar o fator de potência da carga local. Este referencial é escolhido como sendo o valor simétrico de  $(i_{cl_q})$  medido da carga local, de forma que o reativo da carga local seja compensado pelo sistema de conexão e o gerador forneça somente potência ativa.

$$i_q^* = -i_{cl_q} \quad (2.19)$$

O valor de  $(i_d^*)$  é escolhido levando-se em conta a corrente nominal do gerador e a corrente consumida pela carga local, de forma que o gerador trabalhe sempre com a sua capacidade nominal. A corrente  $i_{ger_d}$  é a corrente de pico nominal do gerador e  $i_{cl_d}$  é a corrente de pico consumida pela carga local.

$$i_d^* = i_{ger_d} - i_{cl_d} \quad (2.20)$$

Como o sistema deverá ser capaz de compensar correntes de sequência negativa, o sistema de controle proposto na Figura 8 deverá ser implementado tanto para a sequência positiva quanto para a sequência negativa de correntes em coordenadas “dq”.

Além disso, para garantir que a tensão no barramento CC fique estabilizada no valor projetado, utiliza-se um controlador PI para a malha de tensão, cuja saída do controlador será o sinal de corrente  $i_d$  de sequência positiva. A função de

transferência da malha de tensão e os ganhos proporcional e integral do controlador estão descritos no Apêndice A.

Assim, a Figura 9 apresenta o modelo do controlador do retificador trifásico, indicando cada um dos componentes do sistema.

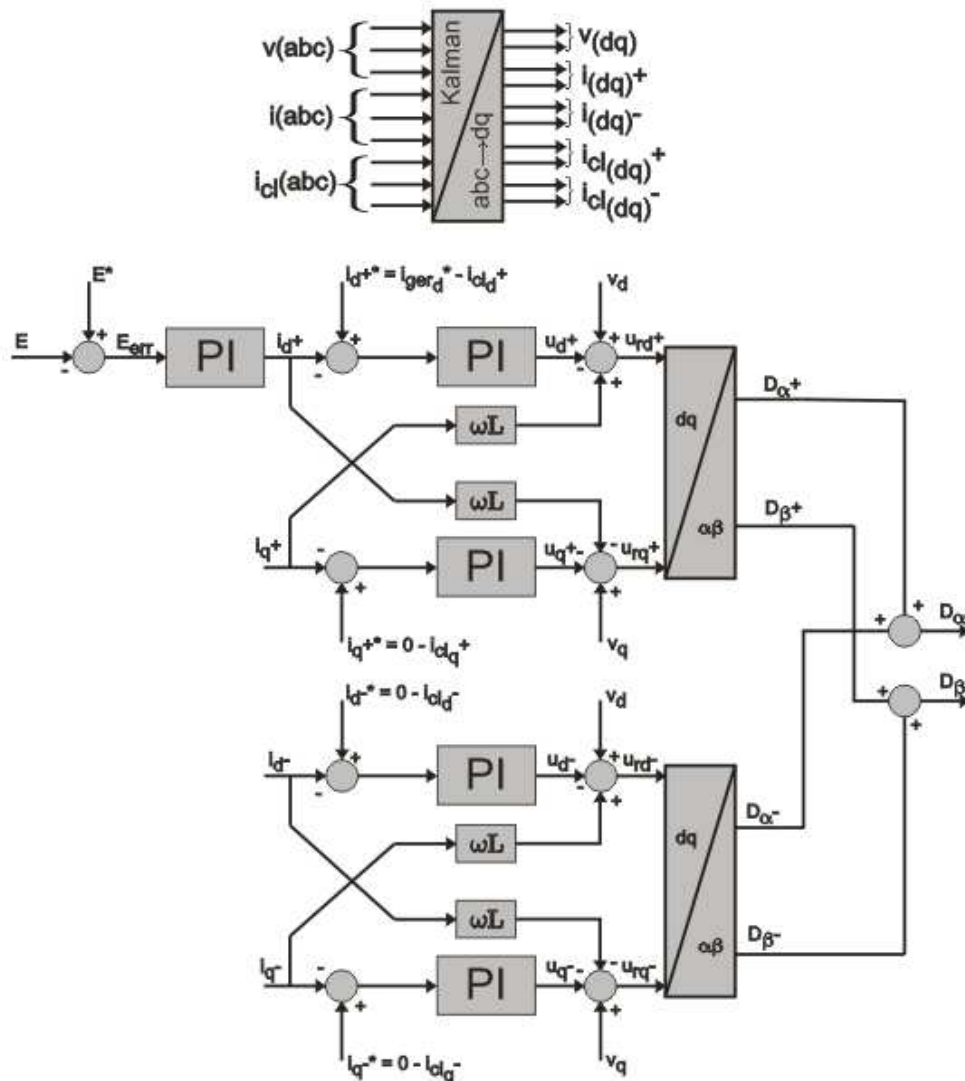


Figura 9 – Representação do modelo do controlador do retificador PWM trifásico.

As grandezas medidas utilizadas no sistema de controle são a da tensão do barramento CC ( $E$ ), as tensões de fase do gerador trifásico ( $v_a, v_b, v_c$ ), as correntes de linha da carga local ( $i_{cl_a}, i_{cl_b}, i_{cl_c}$ ) e as correntes de linha do conversor ( $i_a, i_b, i_c$ ). O Filtro de Kalman, indicado na Figura 9, que está apresentado no Anexo A, é responsável por determinar os sinais de sincronismo do conversor. Deve-se

determinar o valor estimado e valor em quadratura para cada uma das tensões, como segue:

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} v_{a_{est}} \\ v_{a_{quad}} \end{pmatrix}_{k+1} &= \begin{pmatrix} \cos(w_k \cdot Ts) & \text{sen}(w_k \cdot Ts) \\ -\text{sen}(w_k \cdot Ts) & \cos(w_k \cdot Ts) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{a_{est}} \\ v_{a_{quad}} \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix}_k (v_a - v_{a_{est}})_k, \\
 \begin{pmatrix} v_{b_{est}} \\ v_{b_{quad}} \end{pmatrix}_{k+1} &= \begin{pmatrix} \cos(w_k \cdot Ts) & \text{sen}(w_k \cdot Ts) \\ -\text{sen}(w_k \cdot Ts) & \cos(w_k \cdot Ts) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{b_{est}} \\ v_{b_{quad}} \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix}_k (v_b - v_{b_{est}})_k, \\
 \begin{pmatrix} v_{c_{est}} \\ v_{c_{quad}} \end{pmatrix}_{k+1} &= \begin{pmatrix} \cos(w_k \cdot Ts) & \text{sen}(w_k \cdot Ts) \\ -\text{sen}(w_k \cdot Ts) & \cos(w_k \cdot Ts) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c_{est}} \\ v_{c_{quad}} \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix}_k (v_c - v_{c_{est}})_k.
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Em seguida, faz-se a transformação para coordenadas “ $\alpha\beta$ ”:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}_k = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 2 & 4 & 4 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a_{est}} \\ v_{b_{est}} \\ v_{c_{est}} \end{bmatrix}_k + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} \\ 1 & -1 & -1 \\ 2 & 4 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a_{quad}} \\ v_{b_{quad}} \\ v_{c_{quad}} \end{bmatrix}_k. \tag{2.22}$$

Os sinais de sincronismo são dados por:

$$\begin{aligned}
 \text{sen}(\phi_v)_k &= \left( \frac{v_\alpha}{\sqrt{(v_\alpha)^2 + (v_\beta)^2}} \right)_k, \\
 \text{cos}(\phi_v)_k &= \left( \frac{v_\beta}{\sqrt{(v_\alpha)^2 + (v_\beta)^2}} \right)_k.
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Além de atuar como PLL (*phase-locked loop*) para a determinação do ângulo de fase da tensão, o filtro de Kalman também faz a extração das componentes de sequência positiva dos sinais de corrente da carga local e do retificador. Obtém-se, assim, os sinais  $i_a^+, i_b^+, i_c^+, i_{cl_a}^+, i_{cl_b}^+, i_{cl_c}^+$ . Deve-se inicialmente determinar os valores, estimado e em quadratura, de cada uma das correntes, conforme realizado na Eq. (2.21) para as tensões. Os valores das componentes de sequência positiva são dados por:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_a^+ \\ i_b^+ \\ i_c^+ \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_{est}} \\ i_{b_{est}} \\ i_{c_{est}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_{quad}} \\ i_{b_{quad}} \\ i_{c_{quad}} \end{bmatrix}, \\
\begin{bmatrix} i_{cl_a}^+ \\ i_{cl_b}^+ \\ i_{cl_c}^+ \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cl_{a_{est}}} \\ i_{cl_{b_{est}}} \\ i_{cl_{c_{est}}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cl_{a_{quad}}} \\ i_{cl_{b_{quad}}} \\ i_{cl_{c_{quad}}} \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{2.24}$$

As componentes de sequência zero são calculadas pela soma das correntes nas três fases:

$$\begin{aligned}
i_a^0 = i_b^0 = i_c^0 &= \frac{i_a + i_b + i_c}{3}, \\
i_{cl_a}^0 = i_{cl_b}^0 = i_{cl_c}^0 &= \frac{i_{cl_a} + i_{cl_b} + i_{cl_c}}{3}.
\end{aligned} \tag{2.25}$$

As correntes de sequência negativa do conversor são calculadas por:

$$\begin{aligned}
i_a^- &= i_a - i_a^+ - i_a^0, \\
i_b^- &= i_b - i_b^+ - i_b^0, \\
i_c^- &= i_c - i_c^+ - i_c^0.
\end{aligned} \tag{2.26}$$

Da mesma forma, as correntes de sequência negativa da carga local são calculadas por:

$$\begin{aligned}
i_{cl_a}^- &= i_{cl_a} - i_{cl_a}^+ - i_{cl_a}^0, \\
i_{cl_b}^- &= i_{cl_b} - i_{cl_b}^+ - i_{cl_b}^0, \\
i_{cl_c}^- &= i_{cl_c} - i_{cl_c}^+ - i_{cl_c}^0.
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Para gerar os sinais de sincronismo para compensação de desequilíbrios de corrente de sequência negativa, deve-se realizar a transformação de coordenadas “ABC” para “ $\alpha\beta$ ”:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{cl\alpha}^- \\ \bar{i}_{cl\beta}^- \end{bmatrix}_k = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{cl_a}^- \\ \bar{i}_{cl_b}^- \\ \bar{i}_{cl_c}^- \end{bmatrix}_k. \quad (2.28)$$

Os sinais de sincronismo são dados por:

$$\begin{aligned} \text{sen}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-})_k &= \left( \frac{\bar{i}_{cl\alpha}^-}{\sqrt{(\bar{i}_{cl\alpha}^-)^2 + (\bar{i}_{cl\beta}^-)^2}} \right)_k, \\ \text{cos}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-})_k &= \left( \frac{\bar{i}_{cl\beta}^-}{\sqrt{(\bar{i}_{cl\alpha}^-)^2 + (\bar{i}_{cl\beta}^-)^2}} \right)_k. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Como o sistema é trifásico sem neutro, as componentes de sequência zero são nulas. De posse das correntes de sequência positiva e negativa da carga local e do conversor e da tensão de fase do gerador em coordenadas “ABC”, aplica-se uma transformação para coordenadas “dq” resultando na saída  $v_d, v_q, i_d^+, i_q^+, i_d^-, i_q^-, i_{cl_d}^+, i_{cl_q}^+,$

$i_{cl_d}^-, i_{cl_q}^-$ :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_v) & \text{cos}(\phi_v) \\ \text{cos}(\phi_v) & -\text{sen}(\phi_v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_v) & \text{cos}(\phi_v) \\ \text{cos}(\phi_v) & -\text{sen}(\phi_v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^+ \\ i_\beta^+ \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) & \text{cos}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) \\ \text{cos}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) & -\text{sen}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha^- \\ \bar{i}_\beta^- \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} i_{cl_d}^+ \\ i_{cl_q}^+ \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_v) & \text{cos}(\phi_v) \\ \text{cos}(\phi_v) & -\text{sen}(\phi_v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cl\alpha}^+ \\ i_{cl\beta}^+ \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} i_{cl_d}^- \\ i_{cl_q}^- \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) & \text{cos}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) \\ \text{cos}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) & -\text{sen}(\phi_{\bar{i}_{cl}^-}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{cl\alpha}^- \\ \bar{i}_{cl\beta}^- \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

No primeiro controlador, responsável por manter a tensão no barramento CC constante,  $E^*$  é a referência de tensão do barramento CC, ajustada em 350V, enquanto que o valor  $E$  representa a tensão medida no barramento. A saída deste controlador fornece uma referência de corrente necessária para manter a tensão no barramento constante.



$$E^* = E_{ref}. \quad (2.31)$$

As referências de corrente do gerador trifásico foram escolhidas de forma que o gerador somente forneça correntes de sequência positiva e com fator de potência unitário. Sendo assim,  $(i_{ger_d}^{+*})$  é a corrente nominal do gerador,  $(i_{ger_q}^{+*})$  é igual a zero e as correntes de sequência negativa do gerador são iguais a zero. Assim,

$$\begin{aligned} i_{ger_d}^{+*} &= i_{ger_{nom}}, \\ i_{ger_q}^{+*} &= 0, \\ i_{ger_d}^{-*} &= 0, \\ i_{ger_q}^{-*} &= 0. \end{aligned} \quad (2.32)$$

O controle é feito de forma independente para as sequências positivas e negativas do sinal. Para a sequência positiva, a referência de corrente de eixo direto que deve ser drenada pelo conversor é igual à diferença da corrente nominal que pode ser fornecida pelo gerador e a corrente que está sendo drenada pela carga local:

$$i_d^{+*} = i_{ger_d}^{+*} - i_{cl_d}^{+*}. \quad (2.33)$$

A corrente de sequência positiva no eixo em quadratura será o simétrico da corrente drenada pela carga local, visto que o gerador deverá fornecer somente potência ativa. Desta forma, o sistema de conexão deverá compensar os reativos provenientes da carga local:

$$i_q^{+*} = -i_{cl_q}^{+*}. \quad (2.34)$$

No controle de sequência negativa, as referências do gerador devem ser nulas, visto que espera-se que o gerador forneça correntes balanceadas. O sistema de conexão deverá ser capaz de compensar os desequilíbrios de corrente causados pela carga local:

$$\begin{aligned} i_d^{-*} &= -i_{cl_d}^{-*}, \\ i_q^{-*} &= -i_{cl_q}^{-*}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Após realizado o controle em coordenadas “dq”, as grandezas são convertidas para o sistema de coordenadas “αβ”,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} D_{\alpha}^+ \\ D_{\beta}^+ \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_v) & \cos(\phi_v) \\ \cos(\phi_v) & -\text{sen}(\phi_v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{rd}^+ \\ u_{rq}^+ \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} D_{\alpha}^- \\ D_{\beta}^- \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_{i_{cl}}^-) & \cos(\phi_{i_{cl}}^-) \\ \cos(\phi_{i_{cl}}^-) & -\text{sen}(\phi_{i_{cl}}^-) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{rd}^- \\ u_{rq}^- \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.36)$$

As componentes de sequência positiva e negativa são somadas para compor os valores de saída ( $D_{\alpha}$ ) e ( $D_{\beta}$ ) do controlador, que são encaminhados para o *Space Vector* para a geração dos sinais PWM, descrito no Anexo C.

$$\begin{aligned} D_{\alpha} &= D_{\alpha}^+ + D_{\alpha}^-, \\ D_{\beta} &= D_{\beta}^+ + D_{\beta}^-. \end{aligned} \quad (2.37)$$

## 3 MODELAGEM E CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO

### 3.1 INTRODUÇÃO

A segunda etapa da conexão é a transformação da energia armazenada no barramento CC em corrente alternada em fase com a tensão da rede monofásica local. Foi escolhida uma topologia em ponte completa com acionamento das chaves semicondutoras através de modulação PWM realizada por um algoritmo *Space Vector*, conforme demonstrado no Anexo C.

O inversor PWM monofásico é responsável por transformar a energia armazenada no barramento CC em corrente CA em fase com a tensão da rede monofásica local. A função do PLL é realizada pelo Filtro de Kalman implementado no controlador. A Figura 10 apresenta o modelo básico do inversor utilizado neste trabalho.

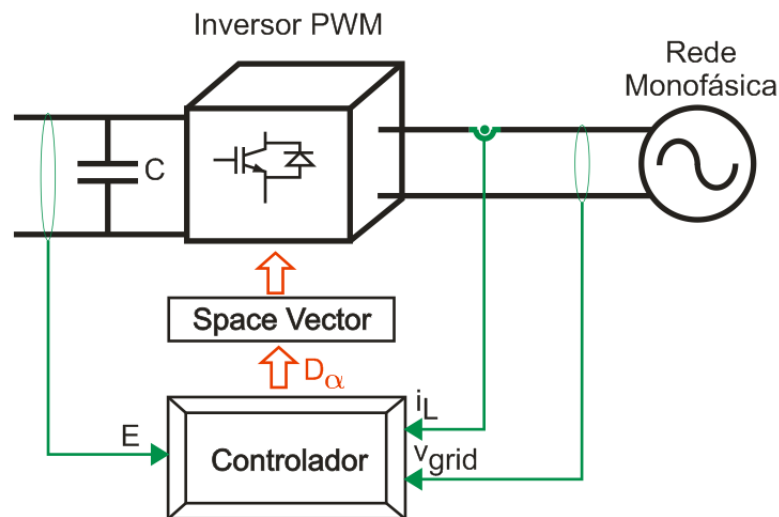


Figura 10 – Modelo básico do inversor PWM monofásico.

O objetivo deste capítulo é o de modelar e apresentar o sistema de controle para o sistema de conversão CC-CA monofásico. Para desenvolver o sistema de controle, devemos estabelecer as equações diferenciais que descrevem o comportamento do sistema de acordo com as leis de Kirchoff.

### 3.2 VARIÁVEIS E PARÂMETROS

Antes de estabelecer o modelo para o inversor monofásico, precisamos definir alguns parâmetros, apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Variáveis e parâmetros do inversor monofásico.

Variáveis e Parâmetros	Definição
E	Tensão no barramento CC
L	Filtro indutivo para conexão com a rede local
C	Capacitor do barramento CC
R	Resistência do filtro indutivo de saída

### 3.3 INVERSOR MONOFÁSICO

A topologia do conversor monofásico operando como inversor é apresentada na Figura 11. Não há necessidade de um capacitor conectado em paralelo com a rede, devido ao fato de que sua dinâmica é ignorada pela conexão com uma rede robusta.

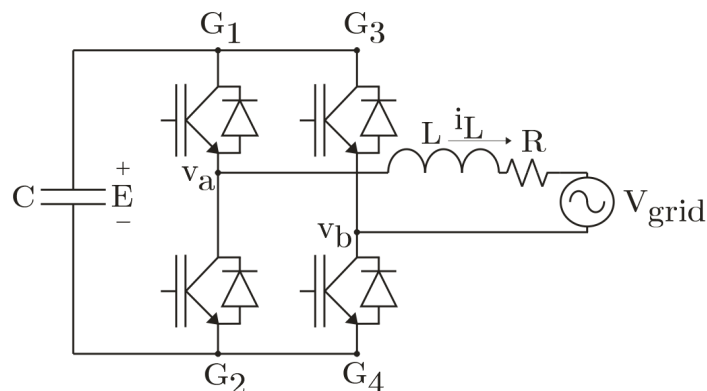


Figura 11 – Representação ideal do conversor monofásico operando como inversor conectado à rede.

Fonte: DONG et al. (2009)

Desconsiderando a resistência interna do filtro indutivo de saída, o modelo matemático do conversor monofásico operando como inversor conectado à rede é apresentado na Eq. (3.1):

$$\begin{cases} v_{ab} = v_a - v_b, \\ v_{ab} = s_{ab}E, \\ L \frac{di_L}{dt} = v_{ab} - v_{grid}, \end{cases} \quad (3.1)$$

onde  $s_{ab}$  representa a função de chaveamento das chaves semicondutoras, que pode assumir os valores +1, 0 e -1. Aplicando o operador de média  $\frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t).dt$  ao modelo acima, temos:

$$\begin{cases} \bar{v}_{ab} = s_{ab}E, \\ L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = \bar{v}_{ab} - v_{grid}. \end{cases} \quad (3.2)$$

O modelo do inversor conectado à rede resume-se a um sistema de primeira ordem:

$$L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = s_{ab}E - v_{grid}. \quad (3.3)$$

Assim como no retificador trifásico, faz-se uma transformação linear de variáveis "ABC" para "dq" para facilitar a estratégia de controle através do desacoplamento de determinadas variáveis. Porém, para realizar a transformação para coordenadas "dq" são necessárias, no mínimo, duas fases independentes. Para aplicações em sistemas monofásicos, existe a necessidade de se criar uma segunda fase fictícia ortogonal a fase real, para realizar a transformação. Embora o circuito fictício não exista na realidade, ele fornece uma maneira de realizar a transformação de coordenadas para eixos "dq". Tanto a fase  $v_{grid_\alpha}$ , que representa a própria tensão medida  $v_{grid}$ , quanto a fase fictícia ( $v_{grid_\beta}$ ), necessária para a transformação, são fornecidas por um filtro de Kalman, onde  $T_s$  representa o período de amostragem do sinal e o vetor  $K$  são os ganhos de Kalman do filtro, conforme segue:

$$\begin{pmatrix} v_{grid_\alpha} \\ v_{grid_\beta} \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} \cos(w_k.Ts) & \text{sen}(w_k.Ts) \\ -\text{sen}(w_k.Ts) & \cos(w_k.Ts) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{grid_\alpha} \\ v_{grid_\beta} \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix}_k (v_{grid} - v_{grid_\alpha})_k, \quad (3.4)$$

onde  $w_k$  representa a frequência angular do sinal medido,  $Ts$  é o período de amostragem do sinal e  $K_1$  e  $K_2$  representam os ganhos de Kalman, descritos no Anexo A.

Os sinais de sincronismo também são extraídos do filtro de Kalman através de:

$$\begin{aligned} \text{sen}(\phi_{v_{grid}})_k &= \left( \frac{v_{grid_\alpha}}{\sqrt{(v_{grid_\alpha})^2 + (v_{grid_\beta})^2}} \right)_k, \\ \text{cos}(\phi_{v_{grid}})_k &= \left( \frac{v_{grid_\beta}}{\sqrt{(v_{grid_\alpha})^2 + (v_{grid_\beta})^2}} \right)_k. \end{aligned} \quad (3.5)$$

A transformação de coordenadas para eixos “dq” é realizada conforme segue:

$$\begin{bmatrix} v_{grid_d} \\ v_{grid_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_{v_{grid}}) & \text{cos}(\phi_{v_{grid}}) \\ \text{cos}(\phi_{v_{grid}}) & -\text{sen}(\phi_{v_{grid}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{grid_\alpha} \\ v_{grid_\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Partindo da Eq. (3.3) e efetuando as transformações de coordenadas, as equações diferenciais de corrente em eixos síncronos “dq” do inversor monofásico são como apresentadas na Eq. (3.7):

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{E}{L} s_{ab} + \omega i_q - \frac{v_{grid_d}}{L}, \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{E}{L} s_{ab} - \omega i_d - \frac{v_{grid_q}}{L}. \end{cases} \quad (3.7)$$

Novamente, como realizado para o retificador trifásico, faz-se o projeto do compensador através de um controlador proporcional-integral que garante erro nulo em regime permanente. Este controlador foi escolhido e projetado segundo (CAMARGO; PINHEIRO, 2006) para o controle da malha de saída do inversor monofásico.

### 3.3.1 Controlador PI Aplicado ao Inversor Monofásico

Pode-se aplicar o mesmo conceito utilizado para o projeto do controlador PI do retificador trifásico do capítulo anterior para o inversor monofásico. Partindo da Eq. (3.7), pode-se reescrevê-la da seguinte forma:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = E.s_{ab} + \omega.i_q.L - v_{grid_d}, \\ L \frac{di_q}{dt} = E.s_{ab} - \omega.i_d.L - v_{grid_q}. \end{cases} \quad (3.8)$$

Aplicando-se o mesmo princípio usado para o retificador trifásico, chega-se à equação:

$$G_{MF}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_p}{L}s + \frac{k_i}{L}}{s^2 + \frac{k_p}{L}s + \frac{k_i}{L}}. \quad (3.9)$$

E aplicando as Eq. (2.12) a (2.18) na Eq. (3.9), temos os ganhos contínuos do controlador PI, representados por:

$$k_p = \frac{2\xi\omega_c L}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \quad (3.10)$$

e

$$k_i = \left( \frac{\omega_c}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \right)^2 L. \quad (3.11)$$

### 3.3.2 Controle do Inversor Monofásico

Partindo da Eq. (3.7), que representa o sistema em eixos “dq”, apresenta-se o modelo do controlador de acordo com a Figura 12, onde  $(i_{L_d}^*)$  e  $(i_{L_q}^*)$  são as referências de corrente em eixos “dq” a serem injetadas na rede monofásica local,

$(i_{L_d})$  e  $(i_{L_q})$  são as correntes medidas em eixos “dq” na saída do inversor monofásico e  $(v_{grid_d})$  e  $(v_{grid_q})$  são as componentes “dq” da tensão da rede local monofásica. Os valores dos sinais em coordenadas “dq” representam o valor de pico do sinal medido em coordenadas “ABC”.

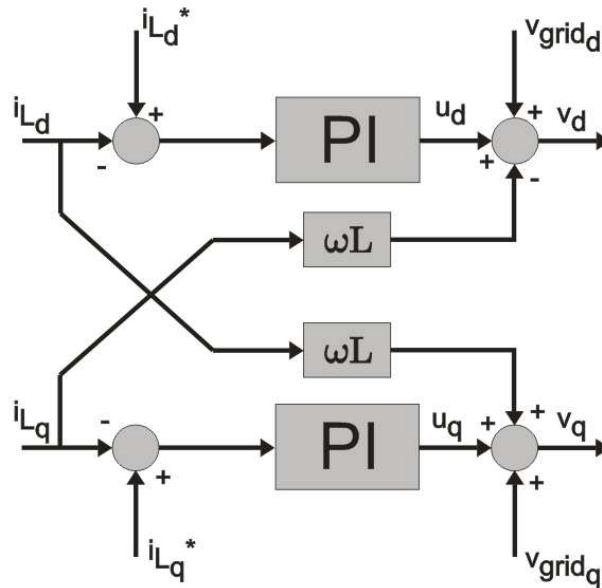


Figura 12 - Modelo básico do controlador do inversor monofásico.

Com a escolha adequada de  $(i_{L_q}^*)$ , pode-se ajustar o fator de potência da corrente fornecida para a rede local. Como o interesse é o de vender potência ativa, este referencial é escolhido como sendo zero, isto é,

$$i_{L_q}^* = 0. \quad (3.12)$$

Se houver a necessidade de injeção de potência reativa indutiva ou capacitiva na rede local, este valor pode ser ajustado de forma a contemplar esta necessidade.

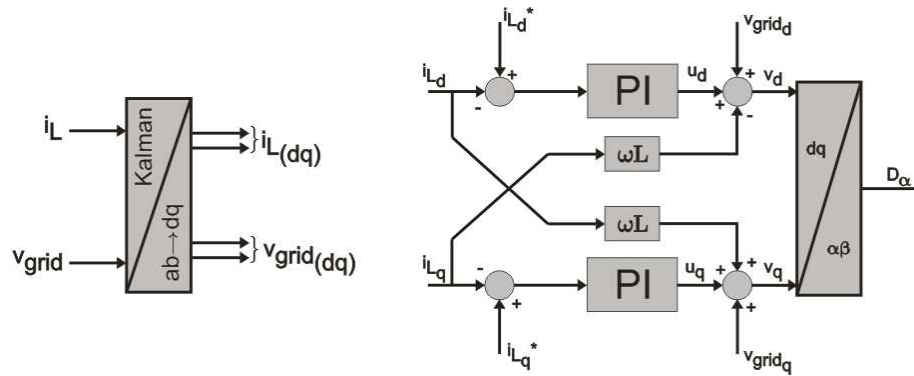
O valor de  $(i_{L_d}^*)$  é escolhido levando-se em conta a potência nominal do gerador ( $P_{ger}$ ), a potência consumida pela carga local ( $P_{cl}$ ) e as perdas dos conversores ( $P_{loss}$ ), de forma que o gerador trabalhe sempre com a sua capacidade nominal e que todo o excedente de produção seja vendido para a rede local. A perda



de potência dos conversores ( $P_{loss}$ ), para efeito de simulação, foi estipulada em 3% da potência total do gerador. Assim,

$$i_d^* = \frac{P_{ger} - P_{cl} - P_{loss}}{v_{grid}}. \quad (3.13)$$

A Figura 13 apresenta o modelo do controlador utilizado para o inversor PWM monofásico.



**Figura 13 – Modelo do controlador do inversor PWM monofásico.**

As entradas do sistema são os valores medidos da tensão da rede monofásica local  $v_{grid}$  e a corrente de linha de saída  $i_L$ . As tensões  $v_{grid_d}$  e  $v_{grid_q}$  são as tensões da rede local em coordenadas “dq”, determinadas pela Eq. (3.6). Conforme realizado na Eq. (3.4) para a tensão  $v_{grid}$ , deve-se aplicar o Filtro de Kalman para a corrente de saída  $i_L$ , isto é,

$$\begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} \cos(w_k.Ts) & \text{sen}(w_k.Ts) \\ -\text{sen}(w_k.Ts) & \cos(w_k.Ts) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix}_k (i_L - i_{L\alpha})_k. \quad (3.14)$$

As correntes de saída  $i_{L_d}$  e  $i_{L_q}$  são determinadas através da transformação “ $\alpha\beta$ ” para “dq”:

$$\begin{bmatrix} i_{L_d} \\ i_{L_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_{v_{grid}}) & \cos(\phi_{v_{grid}}) \\ \cos(\phi_{v_{grid}}) & -\text{sen}(\phi_{v_{grid}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Após fazer o controle em coordenadas “dq”, os sinais são convertidos novamente para coordenadas “ $\alpha\beta$ ”:

$$\begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_{v_{grid}}) & \text{cos}(\phi_{v_{grid}}) \\ \text{cos}(\phi_{v_{grid}}) & -\text{sen}(\phi_{v_{grid}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

O sinal de saída  $D_\beta$ , por ser um sinal fictício criado por um artifício matemático, é descartado. O sinal de saída  $D_\alpha$  do controlador é encaminhado para o *Space Vector* para a geração dos sinais PWM, conforme descrito no Anexo C.

## 4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

### 4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo visa apresentar os resultados de simulações computacionais realizados com o objetivo de pré-validar o projeto antes de implementá-lo na prática em laboratório.

Para as simulações computacionais foi utilizado o *software* PSIM, utilizando blocos DLL. A programação foi realizada em linguagem C.

Foi implementado no PSIM o modelo proposto formado pelo gerador trifásico, carga local, filtro L de entrada, retificador PWM trifásico unidirecional, barramento CC, inversor PWM monofásico, filtro L de saída e rede de distribuição da concessionária, conforme Figura 14.

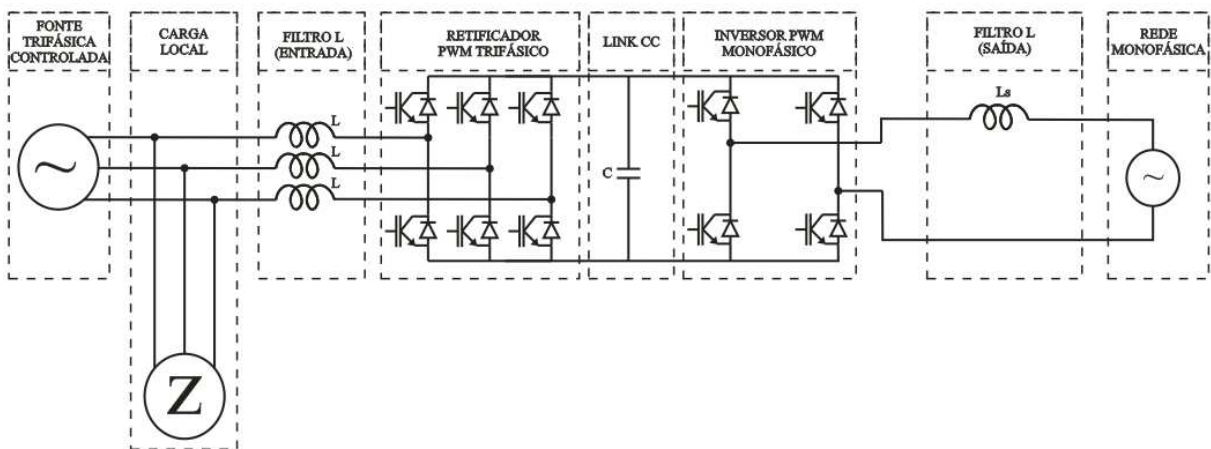


Figura 14 – Modelo do Sistema de Conexão simulado no PSIM.

Foram utilizados os seguintes parâmetros de simulação, calculados a partir das fórmulas do Apêndice A. A taxa de amostragem do controlador foi de 10kHz e a frequência de comutação do PWM também foi de 10kHz.

**Tabela 8 – Parâmetros de Simulação.**

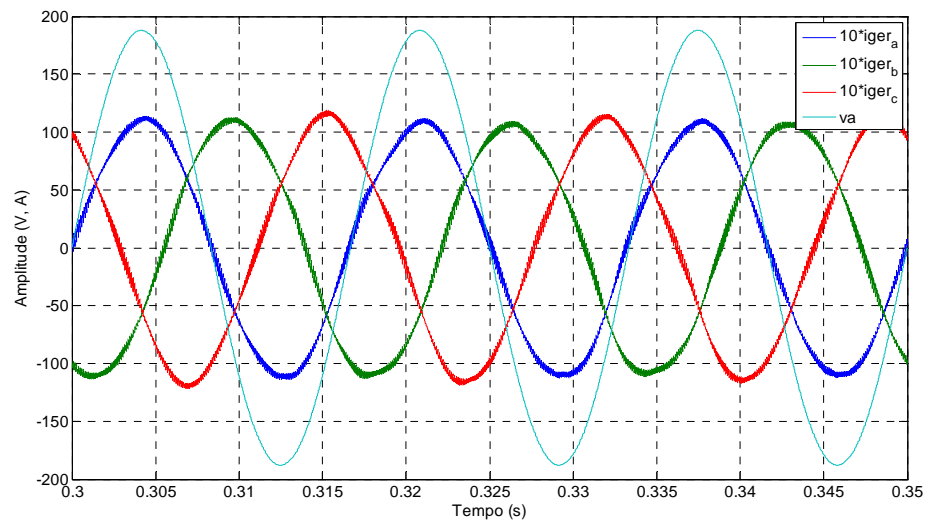
Parâmetro	Valor
$P_{ger}$	2kW
$V_{ger}$	220Vrms
L	8mH
C	4700uF
$L_s$	17mH
$V_{grid}$	127Vrms

#### 4.2 ENSAIO 1: CARGA LOCAL NULA

No primeiro ensaio foi utilizada uma carga local nula, ou seja, toda a energia produzida pelo gerador trifásico é convertida e entregue para a rede monofásica local.

Neste caso, o conversor deverá drenar do gerador uma corrente em fase com a tensão gerada, de forma a produzir um fator de potência unitário.

A Figura 15 apresenta a tensão da fase “a” do gerador e as correntes nas três fases do gerador (multiplicada por um fator 10). Verifica-se que a corrente e a tensão estão em fase, proporcionando um fator de potência próximo da unidade (FP=0,9993) e com taxa de distorção harmônica dentro das exigências das normas (THDi=3,72).



**Figura 15 – Correntes ( $10 \cdot i_{\text{ger}_a}$ ), ( $10 \cdot i_{\text{ger}_b}$ ), ( $10 \cdot i_{\text{ger}_c}$ ) e Tensão ( $v_a$ ) da Fase “a” do gerador.**

A Figura 16 apresenta a tensão do barramento CC, a tensão da rede monofásica e a corrente de saída do conversor (multiplicada por um fator 3). Verifica-se que a tensão do barramento CC permanece na tensão definida de 350V, com uma pequena ondulação na frequência de 120Hz (2,3%) dentro dos limites projetados (3%). A corrente de saída está em fase com a tensão da rede local, proporcionando um fator de potência total de saída de 0,9998 e fator de potência da fundamental igual a 1.

O espectro da corrente de saída é apresentado na Figura 17. Percebe-se que as harmônicas de corrente apresentam valores relativamente baixos em relação à fundamental, o que garante uma THD baixa. A THD da corrente de saída foi de 1,445%, dentro dos limites exigidos pelo (ANEEL, 2009) e (IEEE, 2003). As harmônicas de corrente individuais também atendem aos requisitos das normas. O espectro foi analisado até a frequência de 5kHz, que corresponde a metade da frequência de chaveamento do sinal PWM.

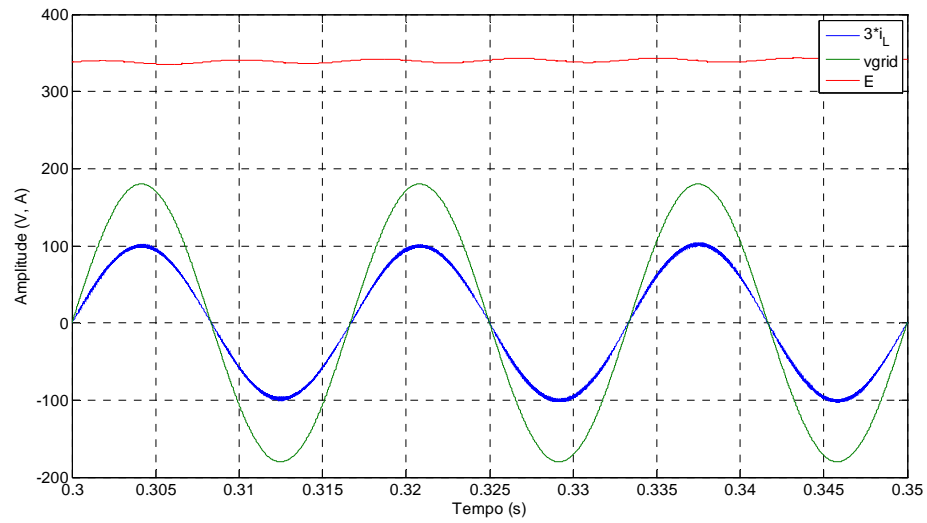


Figura 16 – Tensão do barramento CC (E), Tensão da Rede Monofásica ( $v_{grid}$ ) e Corrente de Saída do Conversor ( $3 \cdot i_L$ ).

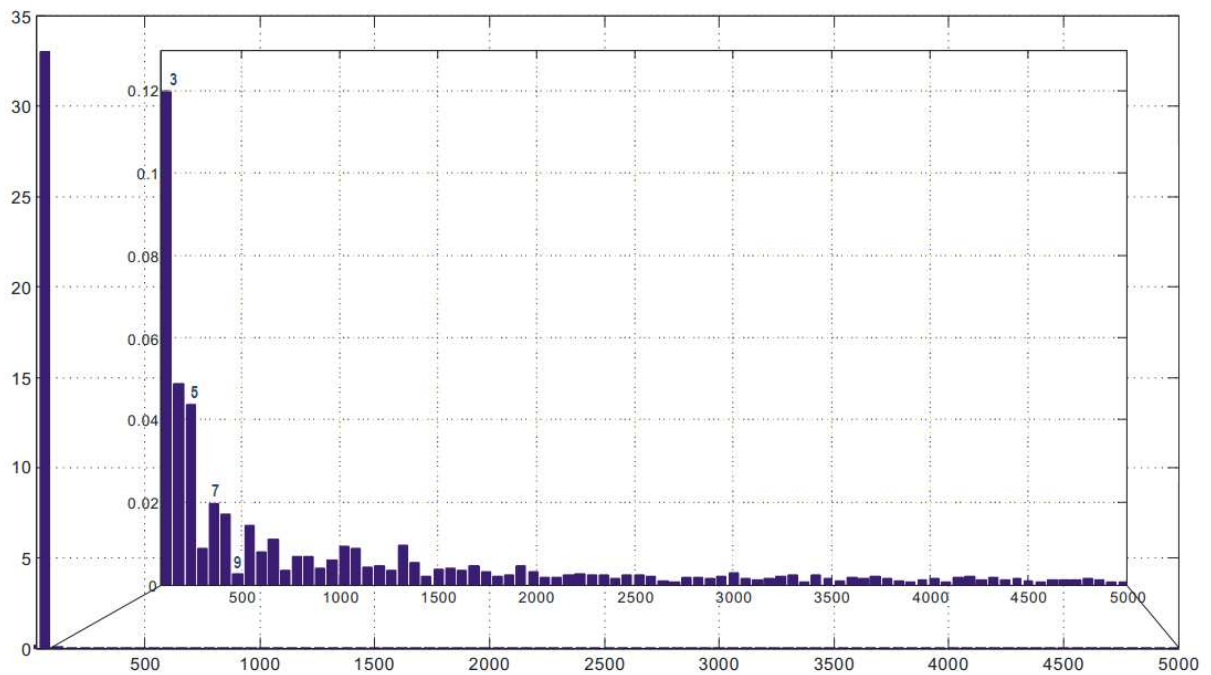


Figura 17 – Espectro da corrente de saída do sistema de conexão.

### 4.3 ENSAIO 2: CARGA LOCAL RESISTIVA EQUILIBRADA

Neste ensaio foi utilizada uma carga local trifásica equilibrada ligada em estrela com valor inicial de 1kW e no instante de tempo  $t=300\text{ms}$  esta carga local é aumentada para 2kW.

A Figura 18 apresenta tensão na fase “a” e as correntes nas três fases do gerador. A corrente está em fase com a tensão, proporcionando um elevado fator de potência para o gerador ( $FP=0,9993$ ) e com taxa de distorção harmônica dentro das exigências das normas ( $THDi=3,70$ ).

A Figura 19 apresenta as correntes na fase “a” do gerador, da carga local e do retificador trifásico. A corrente na carga local (em vermelho) inicia com um valor baixo e no instante de tempo  $t=300ms$ , com o aumento da carga local, ela dobra de valor. De forma contrária, a corrente de entrada do retificador trifásico (em verde) inicia com um valor maior e, no instante de tempo em que a carga local aumenta, ela diminui para manter o valor nominal da potência fornecida pelo gerador. A corrente do gerador não se altera durante todo esse período, conforme mostrado na Figura 18.

A Figura 20 apresenta a tensão do barramento CC, a tensão da rede monofásica e a corrente de saída do conversor. A tensão do barramento CC apresenta uma pequena ondulação sobre o valor de referência de 350V (1,86%), dentro dos limites de projeto (3%). A corrente de saída está em fase com a tensão da rede local, proporcionando um fator de potência total de saída de 0,9987 e fator de potência da fundamental igual a 1.

O espectro da corrente de saída é apresentado na Figura 21. Embora o valor da THD tenha sido acima do teste anterior, as componentes harmônicas do sinal apresentam valores bem abaixo da amplitude da fundamental, ficando os valores dentro dos limites estabelecidos pelas normas de conexão. A THD da corrente de saída foi de 5,039%, dentro dos limites exigidos pelo (ANEEL, 2009), porém um pouco acima do estabelecido pela IEEE (IEEE, 2003). Os valores das harmônicas individuais também ficaram abaixo dos valores estabelecidos pelas normas.

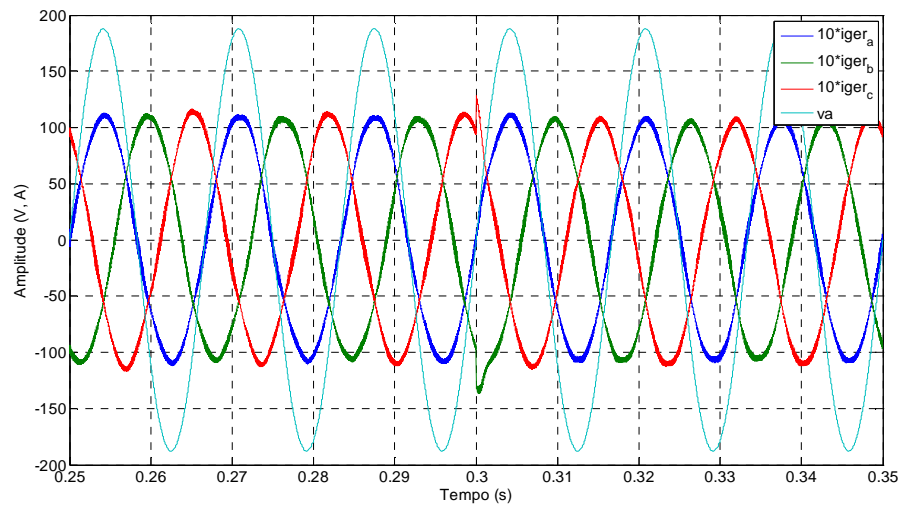


Figura 18 – Correntes ( $10 \cdot i_{ger\_a}$ ), ( $10 \cdot i_{ger\_b}$ ), ( $10 \cdot i_{ger\_c}$ ) e tensão ( $v_a$ ) na fase “a” do gerador.

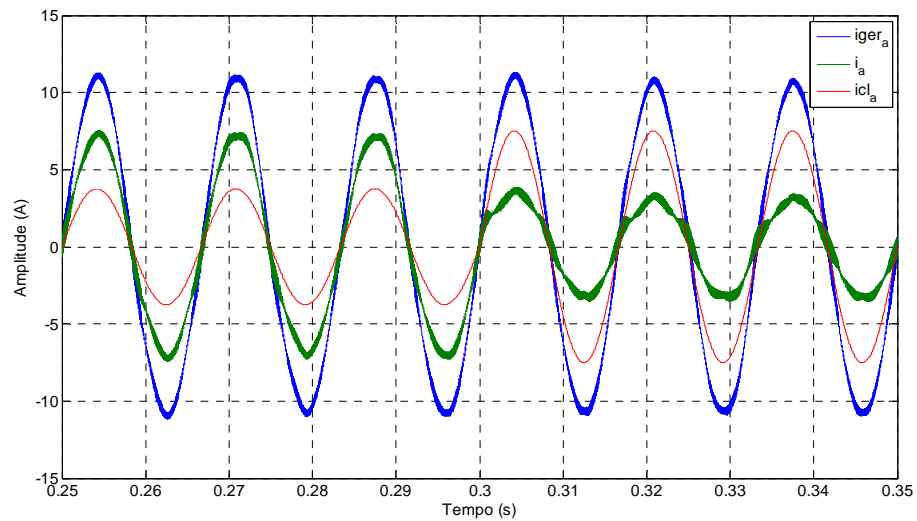


Figura 19 – Correntes da fase “a” do gerador ( $i_{ger\_a}$ ), da carga local ( $i_{cl\_a}$ ) e do sistema de conexão ( $i_a$ ).



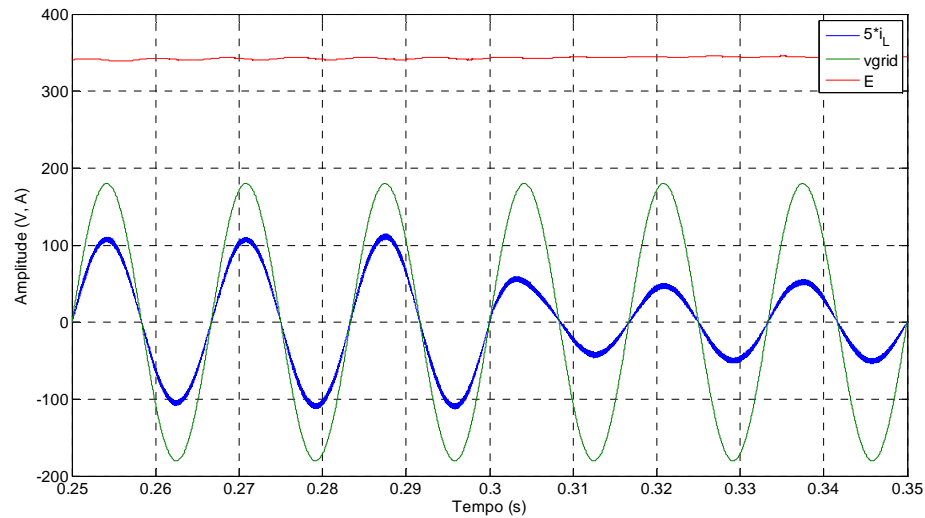


Figura 20 – Tensão do barramento CC (E), tensão da rede monofásica ( $v_{grid}$ ) e corrente de saída do conversor ( $5 \cdot i_L$ ).

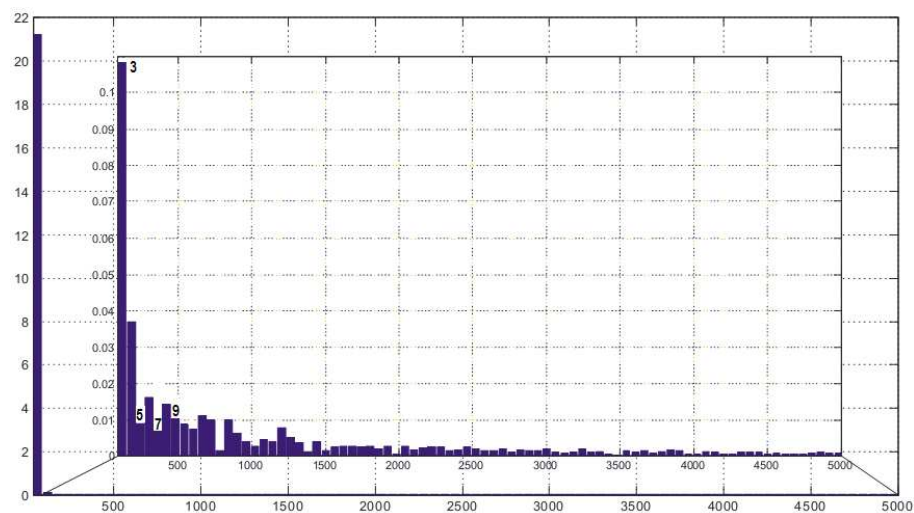


Figura 21 – Espectro da corrente de saída do sistema de conexão.

#### 4.4 ENSAIO 3: CARGA LOCAL RESISTIVA E INDUTIVA EQUILIBRADAS

Neste ensaio foi utilizada uma carga local trifásica equilibrada ligada em estrela com valor inicial de 0,8kW e 0,2kVAr e no instante de tempo  $t=300\text{ms}$  a carga local é aumentada para 1,6kW e 0,4kVAr equilibradas.

A Figura 22 apresenta tensão na fase “a” e as correntes nas três fases do gerador. A corrente está em fase com a tensão, proporcionando um elevado fator de

potência para o gerador ( $FP=0,9990$ ). O valor da THD de corrente do gerador também atende os limites estipulados pelas normas regulamentadoras ( $THDi=4,34$ );

A Figura 23 apresenta as correntes na fase “a” do gerador, da carga local e do retificador trifásico. A corrente na carga local (em azul) inicia com um valor baixo e no instante de tempo  $t=300ms$ , com o aumento da carga local, ela dobra de valor. De forma contrária, a corrente do retificador inicia com um valor maior e, no instante de tempo em que a carga local aumenta, ela diminui para manter o valor nominal da potência fornecida pelo gerador. A corrente do gerador não se altera durante todo esse período, conforme mostra a Figura 22.

A Figura 24 apresenta a tensão do barramento CC, a tensão da rede monofásica e a corrente de saída do conversor. A tensão do barramento CC apresenta uma pequena ondulação sobre o valor de referência de 350V (1,98%), abaixo do valor projetado (3%). A corrente de saída está em fase com a tensão da rede local, proporcionando um fator de potência total de saída de 0,9995 e fator de potência da fundamental igual a 1,00.

O espectro da corrente de saída é apresentado na Figura 25. Assim como nos testes anteriores, os valores das componentes harmônicas são bem menores que o valor da fundamental, garantindo um valor de THD baixo. A THD da corrente de saída foi de 3,1313%, dentro dos limites exigidos pelo (ANEEL, 2009) e (IEEE, 2003). As harmônicas individuais de corrente também atendem os requisitos das normas regulamentadoras.

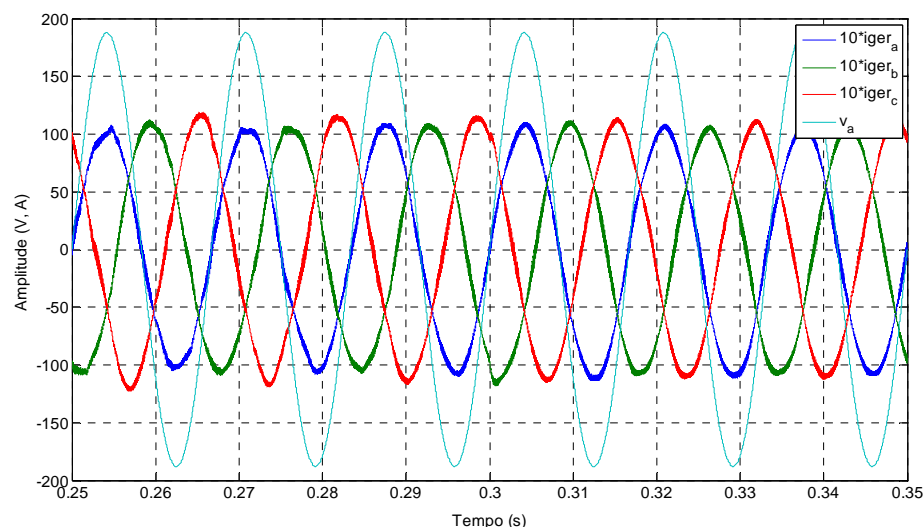


Figura 22 – Correntes ( $10 \cdot i_{ger\_a}$ ), ( $10 \cdot i_{ger\_b}$ ), ( $10 \cdot i_{ger\_c}$ ) e tensão ( $v_a$ ) na fase “a” do gerador.

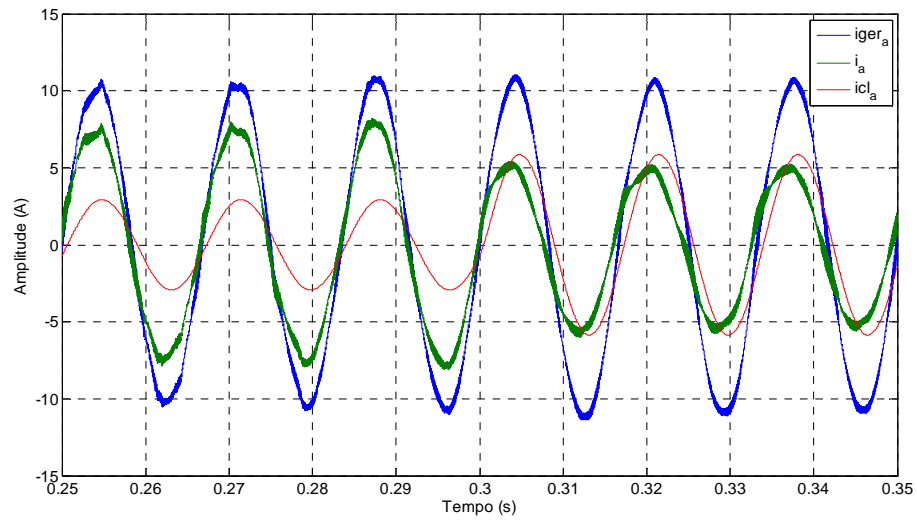


Figura 23 – Correntes da fase “a” do gerador ( $i_{ger\_a}$ ), da carga local ( $i_{cla}$ ) e do sistema de conexão ( $i_a$ ).

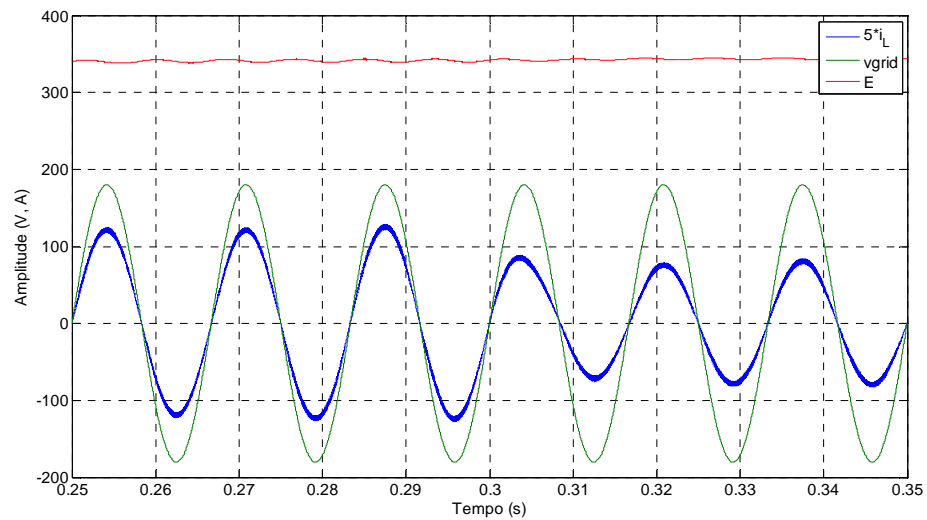


Figura 24 – Tensão do barramento CC ( $E$ ), tensão da rede monofásica ( $v_{grid}$ ) e corrente de saída do conversor ( $5 \cdot i_L$ ).

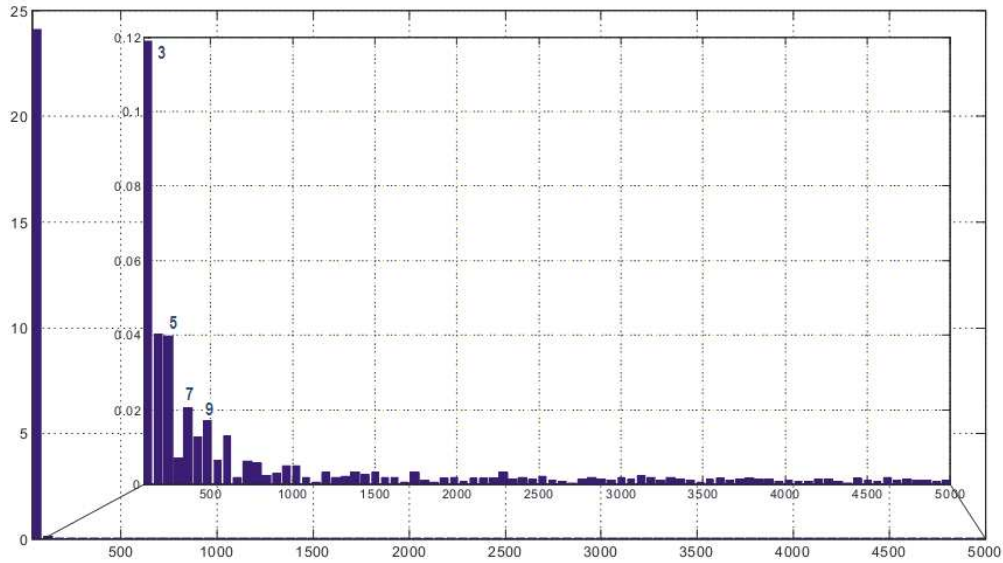


Figura 25 - Espectro da corrente de saída do sistema de conexão.

#### 4.5 ENSAIO 4: CARGA LOCAL INDUTIVA COM DESEQUILÍBRIO DE CORRENTE

Neste ensaio foi utilizada uma carga local trifásica equilibrada ligada em estrela com valor inicial de 0,8kW e 0,2kVAr e um uma carga bifásica entre as fases “a” e “b” da carga local para causar um desequilíbrio.

A Figura 26 apresenta tensão na fase “a” e as correntes (multiplicadas por 10) do gerador. Percebe-se que a corrente e a tensão estão em fase, proporcionando um fator de potência elevado para o gerador trifásico ( $FP=0,9994$ ). A THD de corrente do gerador está dentro dos limites estabelecidos pelas normas regulamentadoras ( $THDi=3,40$ )

A Figura 27 apresenta as correntes nas três fases da carga local. Devido ao desequilíbrio de cargas, as fases “a” e “b” estão mais carregadas, enquanto a fase “c” possui uma carga menor.

A Figura 28 apresenta as correntes nas três fases do retificador. Para corrigir o desequilíbrio da carga local, o sistema de conexão drena correntes desequilibradas, exigindo mais corrente da fase “c” que está menos carregada na carga local.

A Figura 29 apresenta a tensão do barramento CC, a tensão da rede monofásica e a corrente (multiplicada por 5) de saída do conversor. A tensão do barramento CC apresenta uma pequena ondulação sobre o valor de referência de

350V, da ordem de 3%. A corrente de saída está em fase com a tensão da rede local, proporcionando um fator de potência total de saída de 0,9997 e fator de potência da fundamental igual a 1.

O espectro da corrente de saída é apresentado na Figura 30. O espectro é analisado até a frequência de 5kHz, que corresponde a metade da frequência de chaveamento do sinal PWM. Os valores das componentes harmônicas são baixos, garantindo uma THD dentro dos limites estipulados pelas normas de conexão. A THD da corrente de saída foi de 2,2968%, dentro dos limites exigidos pelo (ANEEL, 2009) e (IEEE, 2003). As componentes harmônicas individuais também atendem os limites estipulados pelas normas regulamentadoras.

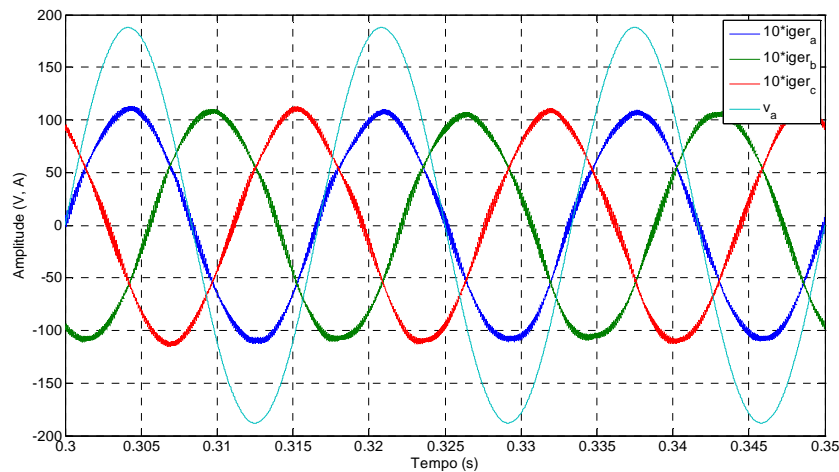


Figura 26 – Corrente ( $10 \cdot i_{ger\_a}$ ), ( $10 \cdot i_{ger\_b}$ ), ( $10 \cdot i_{ger\_c}$ ) e tensão ( $v_a$ ) na fase “a” do gerador.

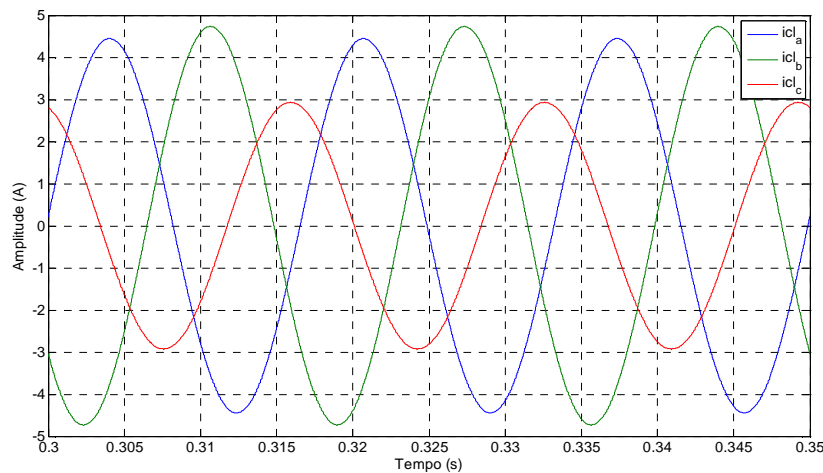


Figura 27 – Correntes ( $i_{cla}$ ,  $i_{clb}$ ,  $i_{clc}$ ) nas três fases da carga local.

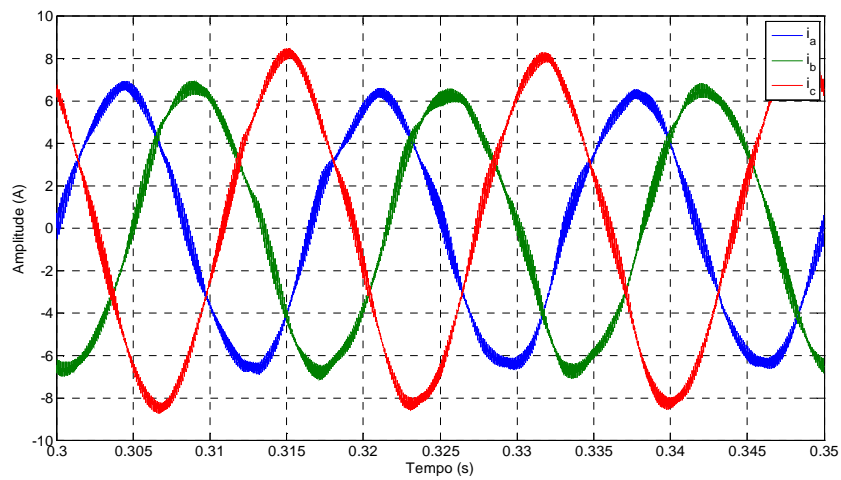


Figura 28 – Correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) nas três fases do sistema de conexão.

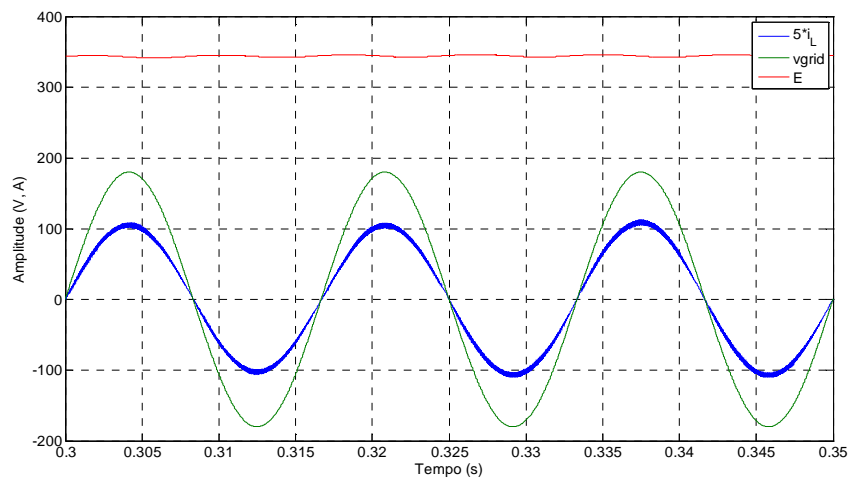


Figura 29 – Tensão do barramento CC (E), tensão da rede monofásica ( $v_{grid}$ ) e corrente de saída do conversor ( $5 \cdot i_L$ ).

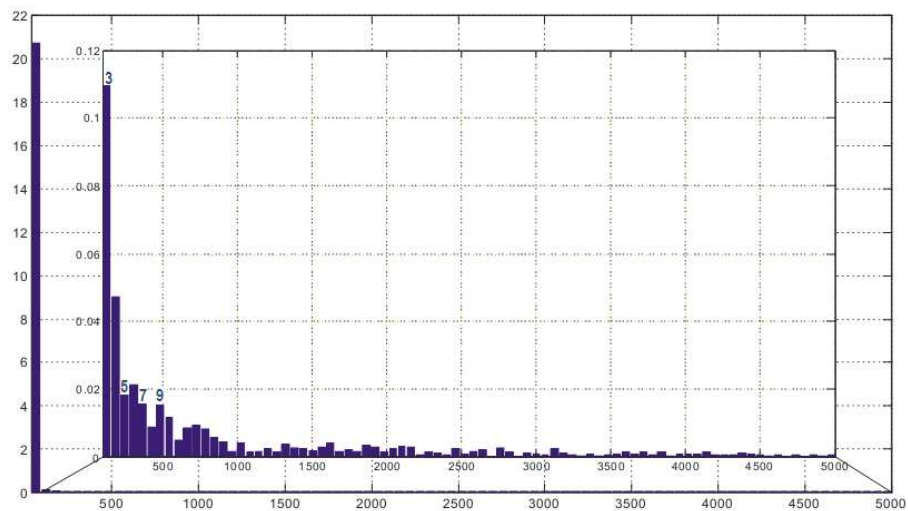


Figura 30 - Espectro da corrente de saída do sistema de conexão.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos para a montagem e características do *SETUP*, bem como os resultados experimentais obtidos em laboratório.

Trata-se de uma etapa muito importante do trabalho, onde é implementado um sistema de testes em escala reduzida em laboratório, utilizando uma fonte trifásica de potência, para confirmação dos resultados obtidos nas simulações computacionais.

Neste protótipo não serão implementadas as funções de proteção obrigatórias para a conexão de geradores em paralelo com a rede a COPEL, pois o objetivo é o de validar o controle do sistema de conexão. As funções de proteção serão alvo de estudos e testes futuros.

### 5.2 SETUP

A plataforma de testes foi dividida em três partes, sendo: etapa de instrumentação, etapa de processamento e controle e etapa de potência. A etapa de potência é composta dos seguintes componentes principais: fonte trifásica controlada, carga local, filtro de entrada, retificador PWM trifásico, barramento CC, inversor monofásico, filtro de saída, transformador de acoplamento e rede local, conforme apresentado na Figura 31.

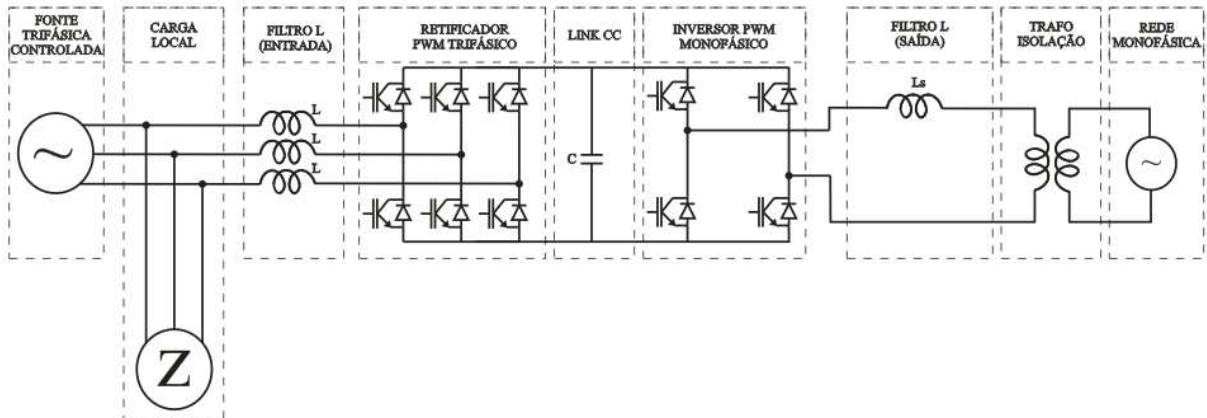


Figura 31 – Sistema de testes implementado.

As etapas de instrumentação e processamento/controle são compostas de sensores de corrente e tensão, placas de condicionamento de sinal, placa DSP e teclado, além de equipamentos de medição tais como multímetros e osciloscópio. A Figura 32 apresenta o esquema de ligação entre cada uma das etapas.

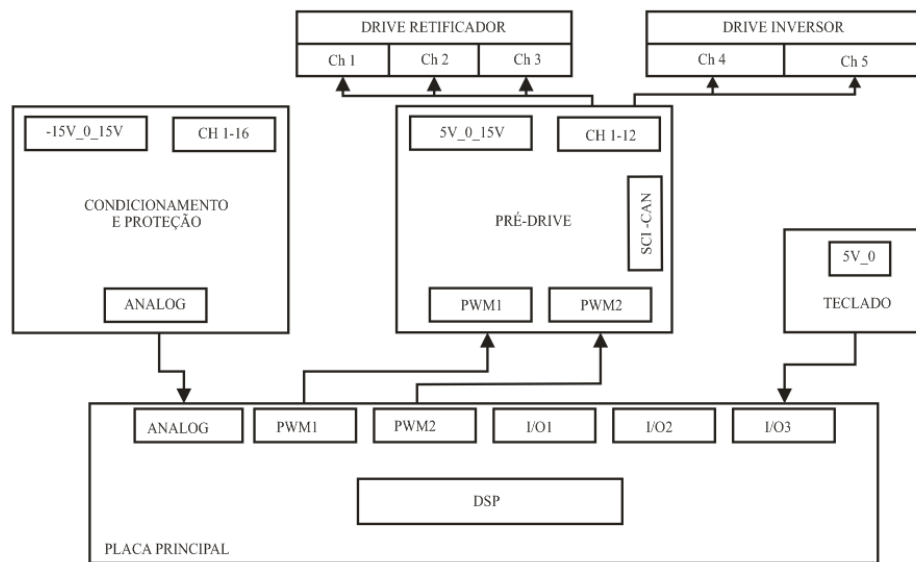


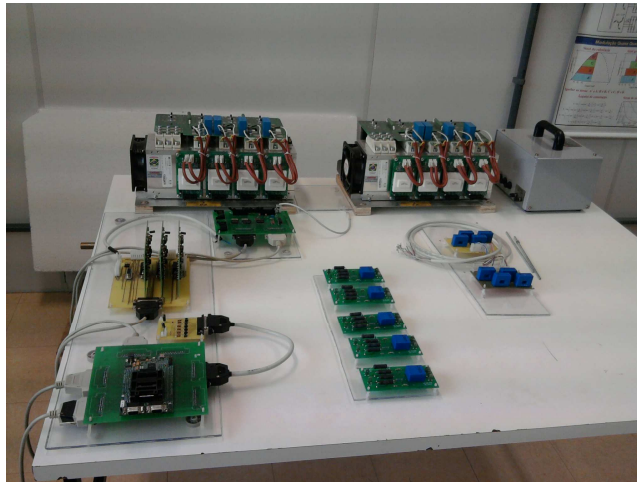
Figura 32 – Etapas de instrumentação e processamento/controle.

A fonte trifásica utilizada é do tipo controlada com tensão de saída ajustada em 220Vrms de linha, ligação em estrela.

Foram utilizados dois módulos de potência PWM, sendo que um deles foi configurado como retificador trifásico e o outro como inversor monofásico.



O módulo de instrumentação é composto de sete sensores de corrente e cinco sensores de tensão, cujos sinais são enviados para o DSP para processamento das informações, através das entradas CH 1-16. Um teclado é utilizado para implementar as funções de início de término da operação do sistema. A Figura 33 apresenta uma visão geral da bancada de testes.



**Figura 33 - Visão geral da bancada de testes.**

### **5.3 RESULTADOS**

Os procedimentos para obtenção dos resultados experimentais visaram validar cada uma das etapas do sistema de conexão, dividindo o sistema em duas partes, sendo a primeira o retificador trifásico e a segunda o inversor monofásico.

Cada uma das duas etapas foi especialmente influenciada por fatores e características dos equipamentos disponíveis no laboratório, cujos valores nominais não eram exatamente iguais aos valores calculados para os parâmetros de qualidade especificados. Ainda assim, os resultados obtidos estão de acordo com os padrões internacionais do IEEE e padrões nacionais do PRODIST.

A fonte trifásica controlada utilizada no laboratório foi ajustada para fornecer uma tensão de 220Vrms de linha compatível com as tensões nominais de geradores comerciais disponíveis no mercado, e de acordo os níveis de distribuição de baixa

tensão da COPEL. A forma de onda de saída da fonte trifásica controlada é apresentada na Figura 34, apresentando seus valores de fase.

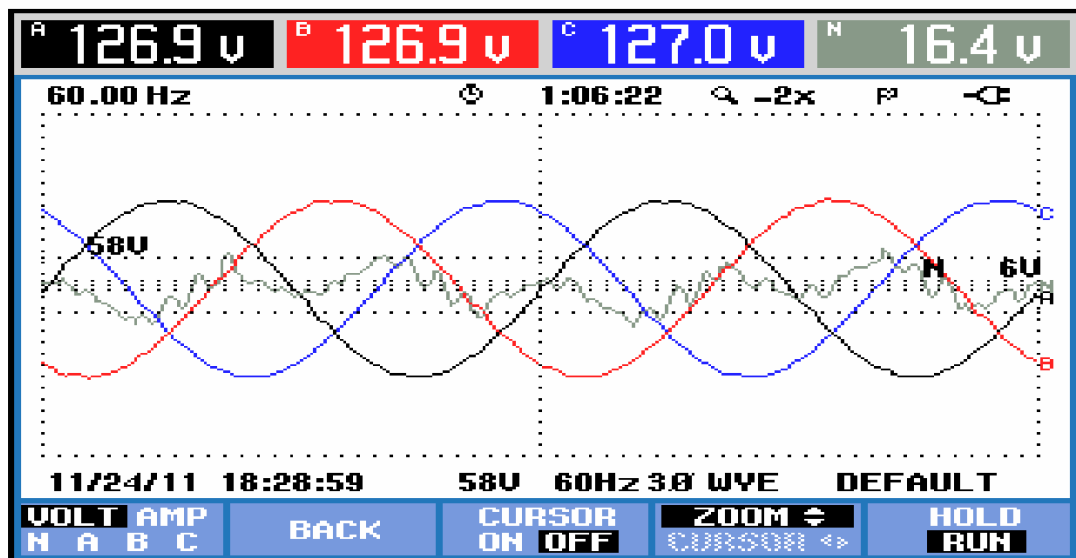


Figura 34 – Tensões de fase da fonte de tensão trifásica controlada.

A fonte de tensão controlada fornece um sinal equilibrado e com pouco conteúdo harmônico, o que resulta em uma baixa THD de tensão do sinal, 0,5%. O espectro da tensão de saída da fonte trifásica controlada é apresentado na Figura 35.

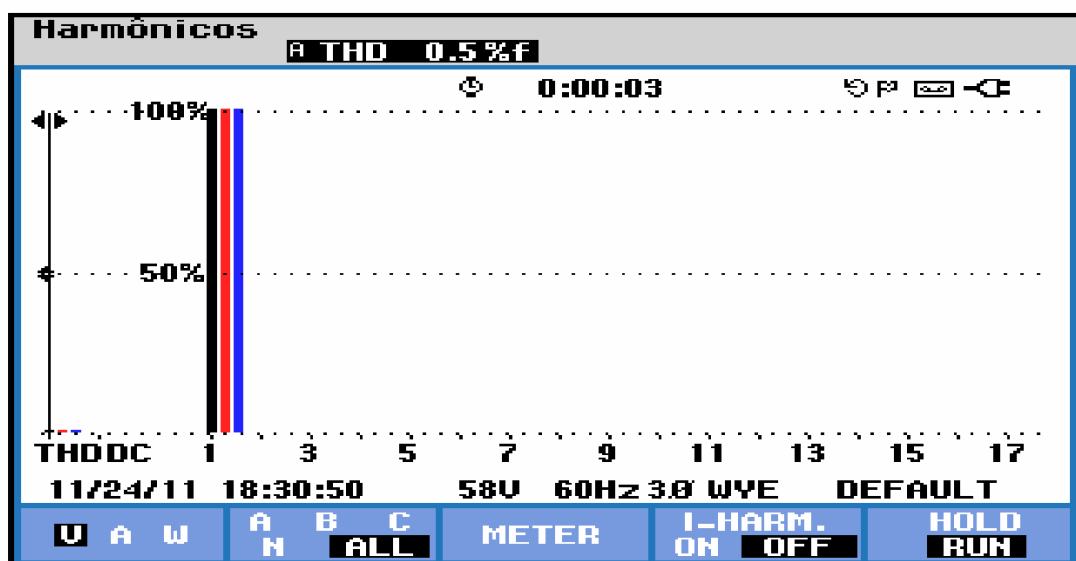


Figura 35 – Espectro harmônico das tensões de linha do gerador.

O projeto do filtro indutivo de entrada do retificador foi realizado para uma potência média de 2kW, conforme descrito no Apêndice A, que corresponde à potência do gerador que foi injetada na rede. O indutor calculado foi de 8mH, porém não existia disponibilidade de indutor com este valor no laboratório. Foram utilizados quatro indutores de 2mH nominais cada ligados em série nas fases A e B, porém as medidas em laboratório indicaram que esta associação de indutores não resultou em uma indutância total de 8mH devido às diferenças de indutâncias de cada um. Na fase C foi utilizado um único indutor de 8mH, resultando em desequilíbrios de corrente nas três fases, provenientes das diferenças de indutância de cada uma. A Figura 36 apresenta as formas de onda das correntes de entrada do retificador trifásico. Percebe-se que as correntes nas fases A e B possuem uma amplitude maior e uma maior distorção devido ao fato da indutância total por fase ter ficado abaixo de 8mH. Na fase C, onde foi utilizado um único indutor de 8mH, o valor da corrente ficou de acordo com o projetado e a ondulação de corrente foi menor. Ainda assim, os valores das THDs de corrente das três fases ficaram de acordo com os padrões nacionais e internacionais.

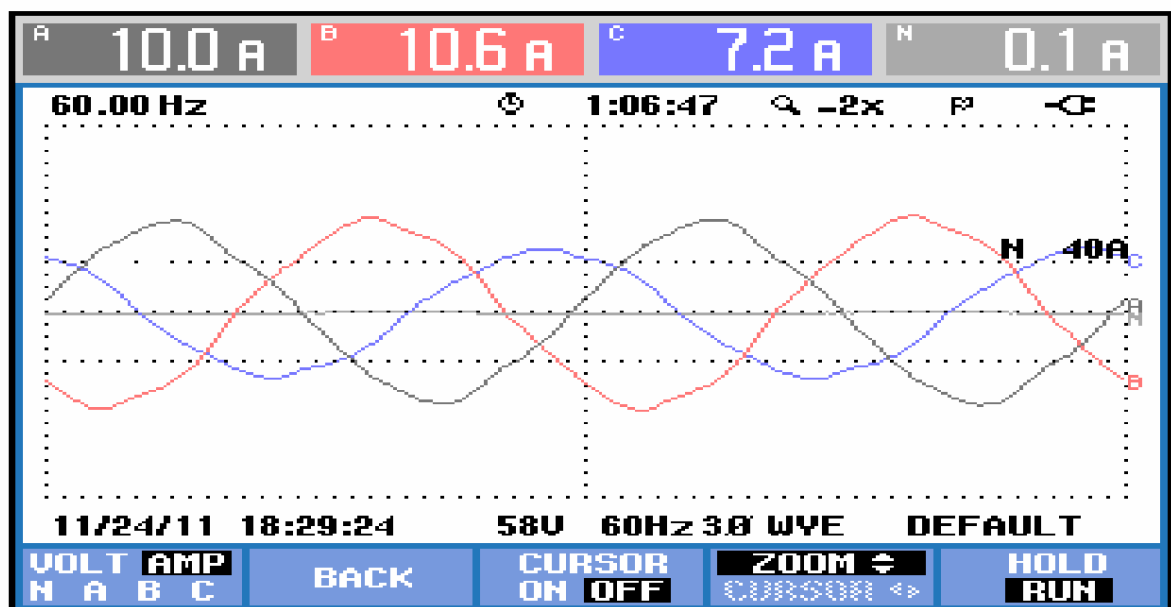


Figura 36 – Correntes de entrada do retificador trifásico.

Além dos desequilíbrios de corrente, a diferença dos valores de indutância das fases A e B causaram um deslocamento de fase dessas correntes. A corrente

da fase C ficou em fase com sua respectiva tensão. As Figura 37, Figura 38 e Figura 39 apresentam as formas de onda da corrente e tensão nas fases A, B e C do retificador, respectivamente.

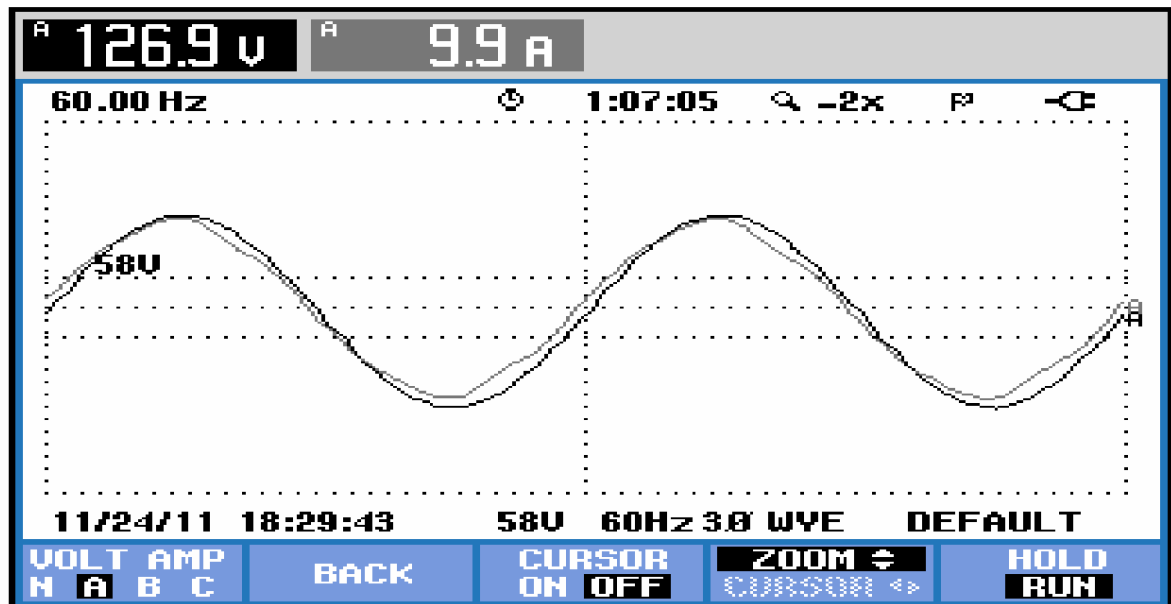


Figura 37 – Corrente e Tensão na fase A do Retificador Trifásico.

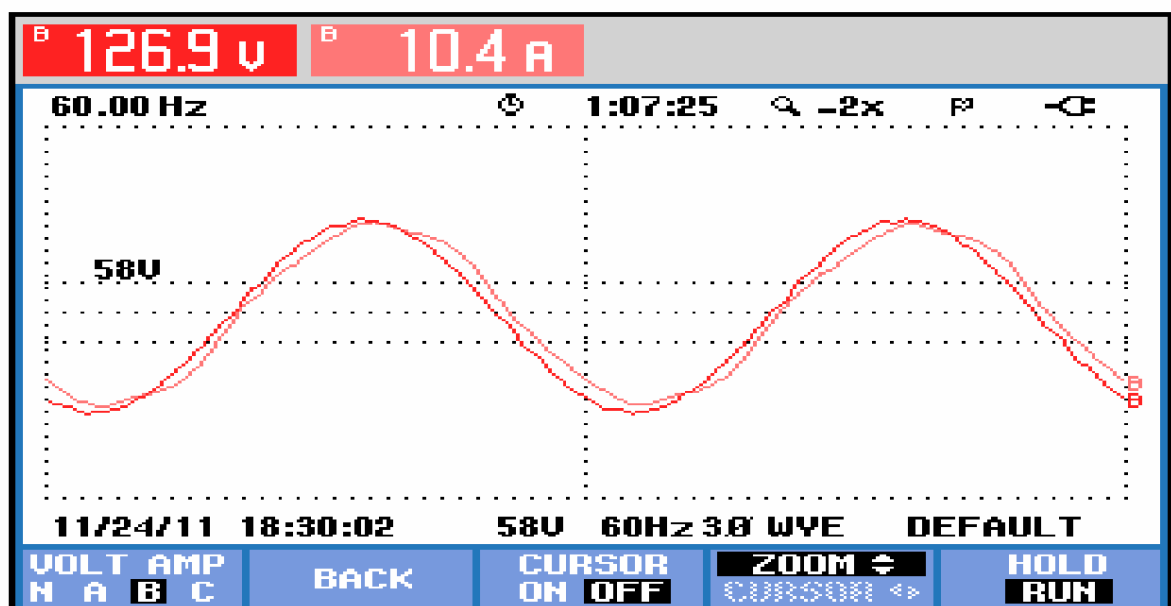


Figura 38 – Corrente e Tensão na fase B do Retificador Trifásico.

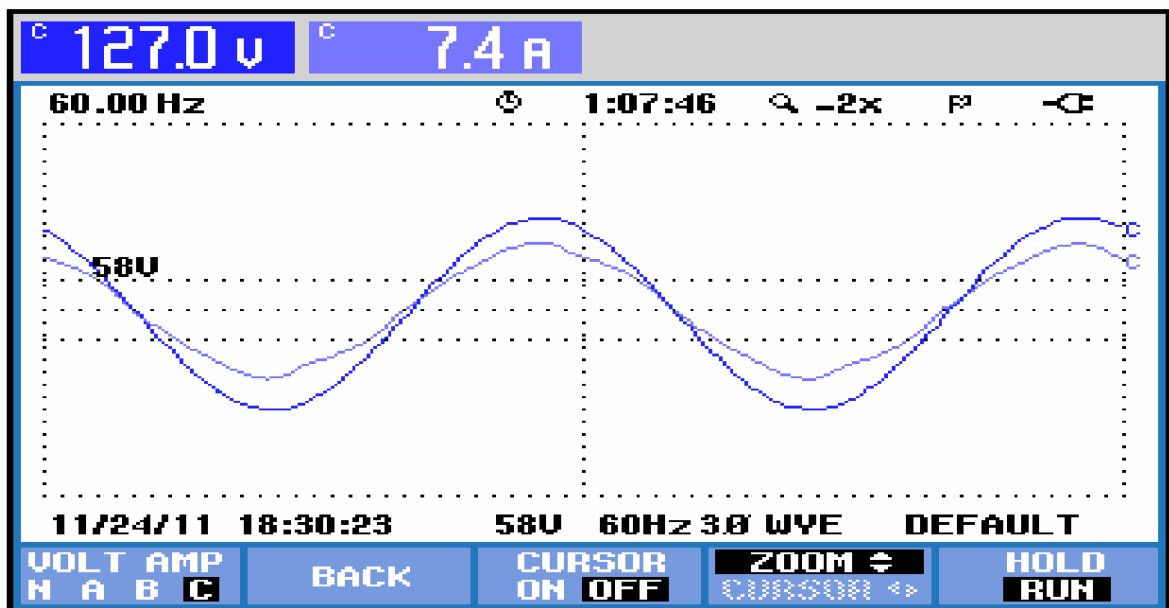


Figura 39 – Corrente e Tensão na fase C do Retificador Trifásico.

A Figura 40 apresenta o espectro harmônico das correntes de entrada do retificador trifásico, cujo valor de THD é de 4,5%, abaixo do limite de 10% estabelecido pelo PRODIST (ANEEL, 2009) e dos 5% exigidos pelo padrão internacional do IEEE (IEEE, 2003).

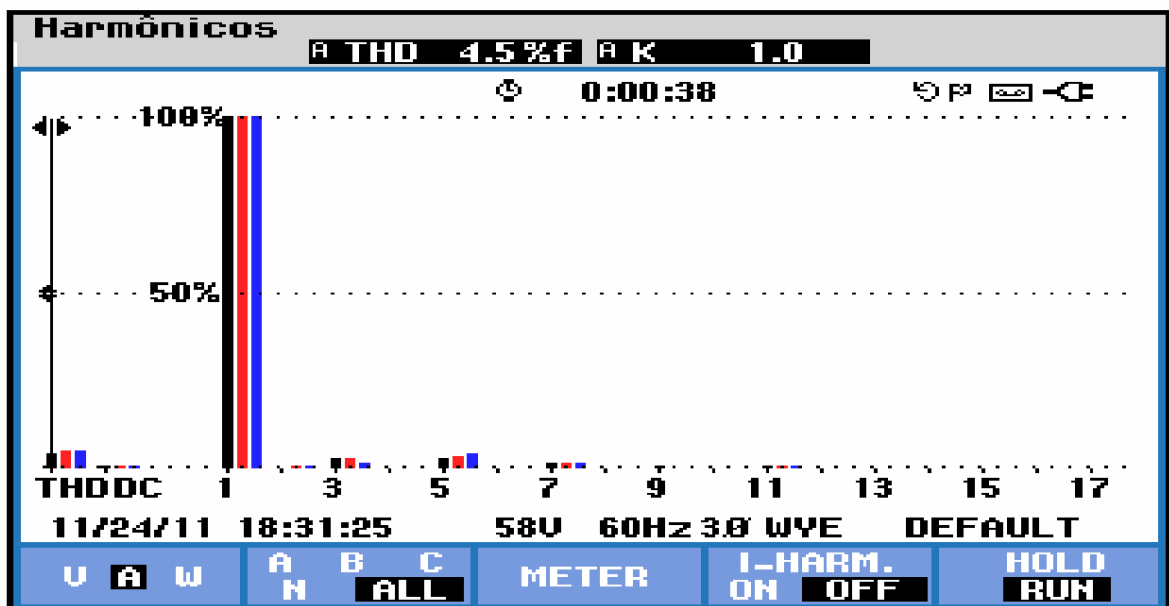


Figura 40 – Espectro harmônico das correntes de entrada do retificador trifásico.

Os sinais de tensão e corrente do gerador apresentam-se em fase, proporcionando fator de potência dentro dos limites estabelecidos pelas concessionárias de distribuição e pelo exigido na Resolução Normativa 414/2010 da ANEEL (ANEEL, 2010). A Figura 41 apresenta os valores de potência ativa, reativa e aparente, além do fator de potência dos sinais de entrada do retificador trifásico.

Potência e Energia				
FUND	A	B	C	Total
kW	1.29	1.37	1.00	3.66
kVA	1.30	1.39	1.01	3.69
kVAR	0.17	0.21	0.09	0.14
PF	0.99	0.99	0.99	0.99
DPF	0.99	0.99	1.00	0.99
A rms	10.2	11.0	7.9	
	A	B	C	
V rms	126.9	126.8	126.9	
11/24/11 18:32:04		58U 60Hz 3Ø WYE		DEFAULT
VOLTAGE		ENERGY	TREND	HOLD RUN

Figura 41 – Potências fornecidas pela fonte trifásica controlada.

Na conexão do inversor monofásico com a rede de distribuição de baixa tensão da concessionária foi utilizado um transformador para isolamento do sistema de conexão e a rede interna do laboratório. O transformador utilizado possui relação de transformação de 1:1,73, e foi ligado com o enrolamento de alta na tensão da rede monofásica de 127V da COPEL. O indutor de acoplamento de saída, ligado entre a saída do inversor e o enrolamento de baixa do transformador acoplador foi dimensionado de acordo com o Apêndice A, cujo valor foi de 17mH. Como o laboratório não dispunha de um indutor desta magnitude, o mesmo foi confeccionado especialmente para esta finalidade.

A tensão da rede local monofásica do laboratório a qual foi ligado o sistema de conexão proposto está apresentada na Figura 42. Esta tensão apresenta distorções que variam de acordo com os equipamentos que estão ligados a cada

instante no laboratório, o que não difere de uma situação real encontrada em campo. Percebe-se que devido à injeção de potência no ponto de conexão, a tensão eleva-se para 130,1Vrms.

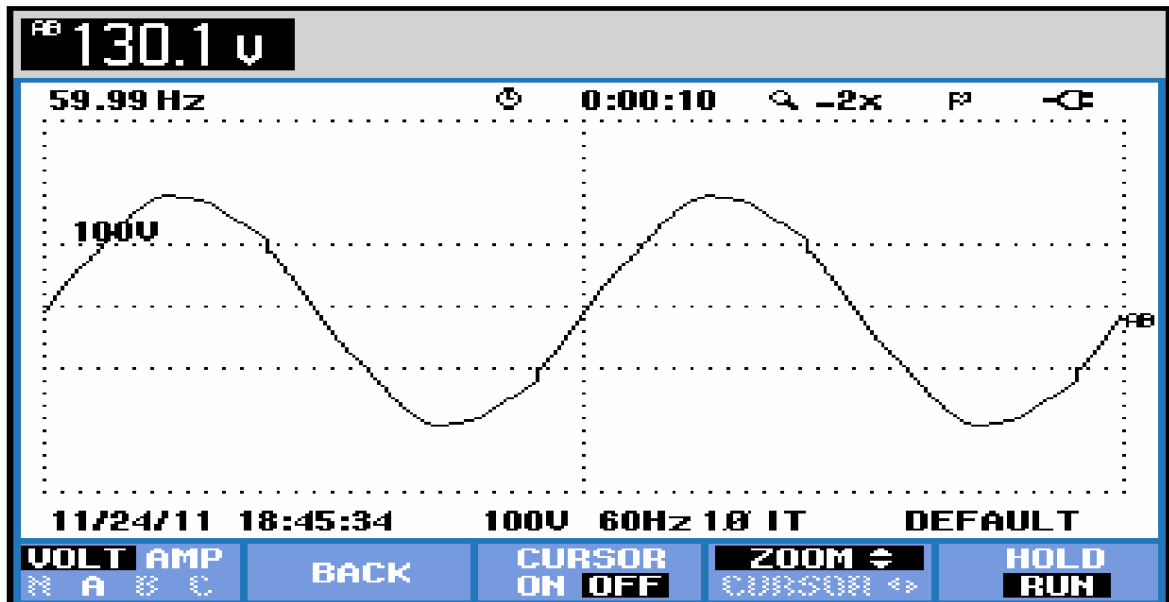


Figura 42 – Tensão monofásica da rede local.

O espectro harmônico da tensão da rede local é apresentado na Figura 43, cujo valor é de 2,3%.

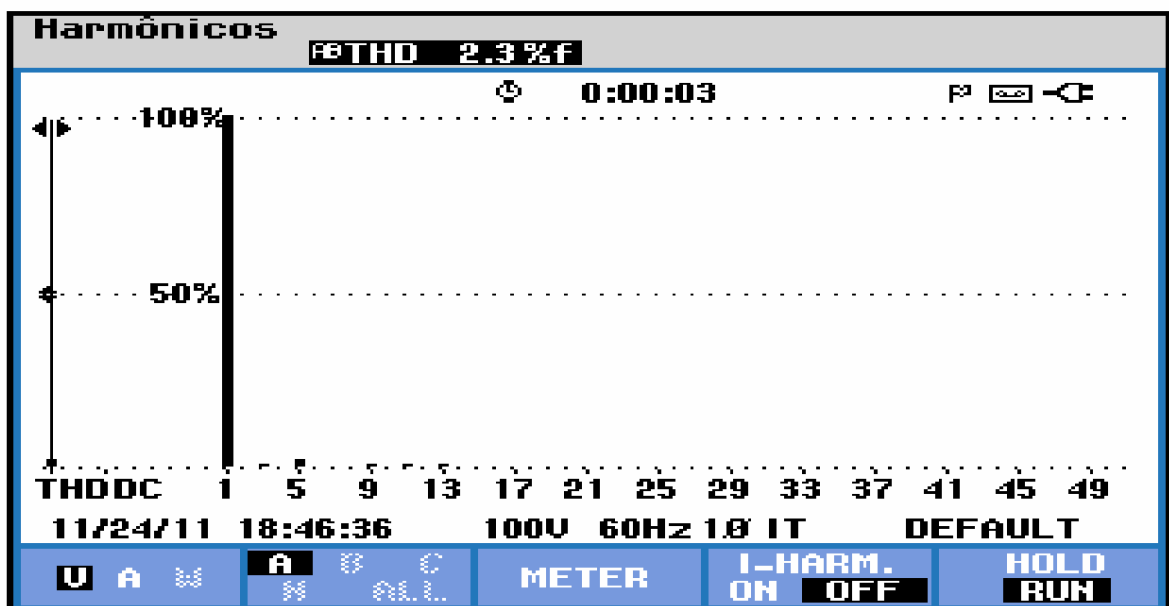


Figura 43 – Espectro harmônico da tensão da rede local monofásica.

A corrente de saída do inversor monofásico que é injetada na rede local é apresentada na Figura 44. Devido às filtragens de harmônicos realizadas pelo filtro de Kalman, é possível sintetizar na saída do inversor uma corrente com menores distorções do que a tensão da rede.

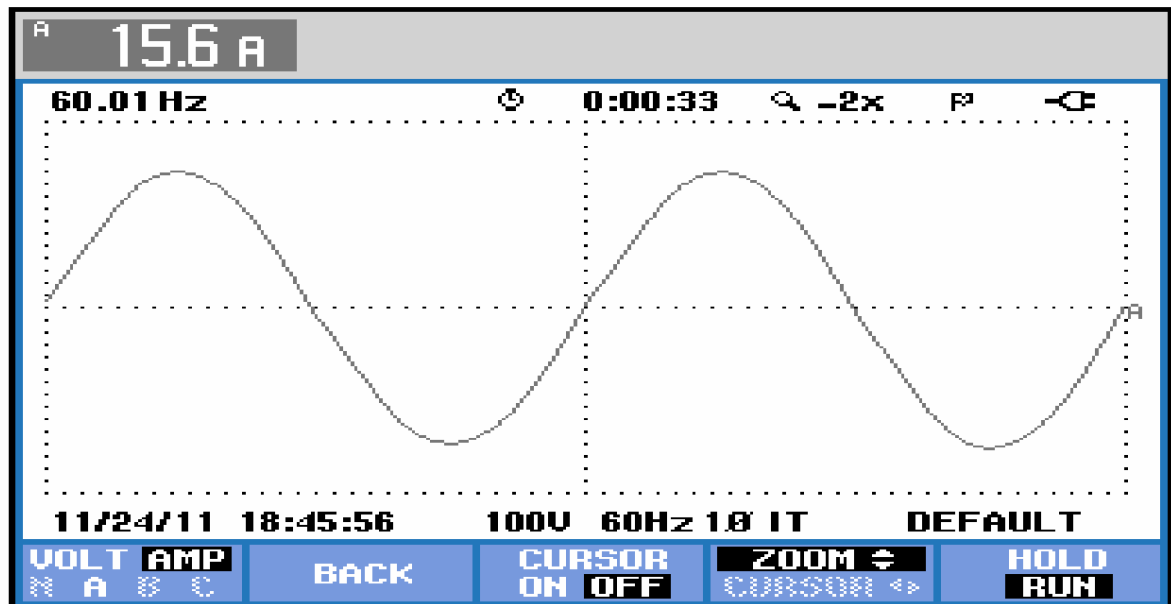


Figura 44 – Corrente de saída do inversor monofásico.

Os sinais de corrente de saída do inversor e tensão da rede local estão apresentados de forma simultânea na Figura 45.

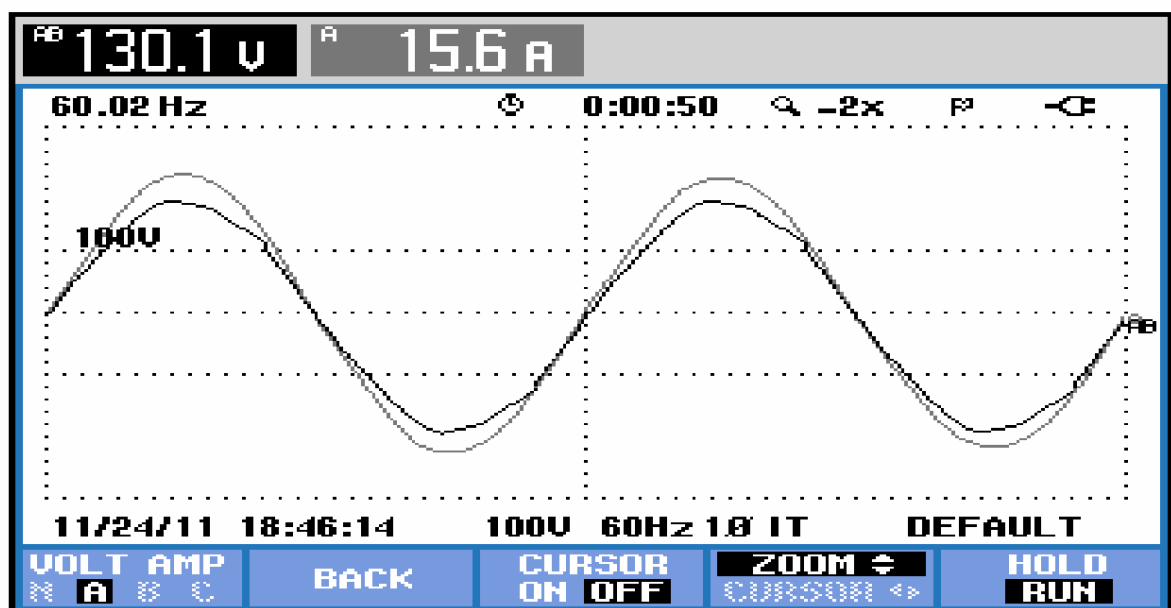


Figura 45 – Tensão da rede local e corrente de saída do inversor monofásico.



A THD da corrente de saída ficou abaixo do valor da THD da rede, atendendo ao estabelecido pelo PRODIST (10%) e também pela norma internacional do IEEE (5%). A Figura 46 apresenta o espectro harmônico da corrente de saída.

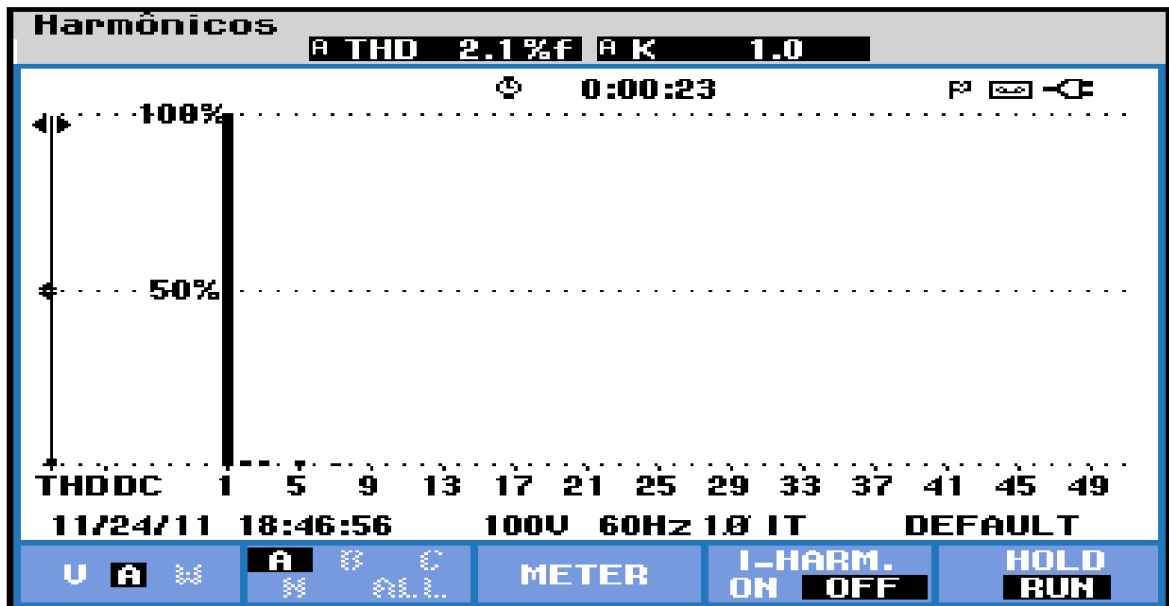


Figura 46 – Espectro harmônico da corrente de saída do inversor monofásico.

Percebe-se a corrente e a tensão estão em fase, proporcionando um fator de potência de 1,00, dentro dos limites estabelecidos pelas concessionárias de distribuição de energia elétrica e pela Resolução Normativa 414/2010 da ANEEL (ANEEL, 2010). As potências ativa, reativa e aparente, bem como o fator de potência do sinal injetado na rede local é apresentado na Figura 47.

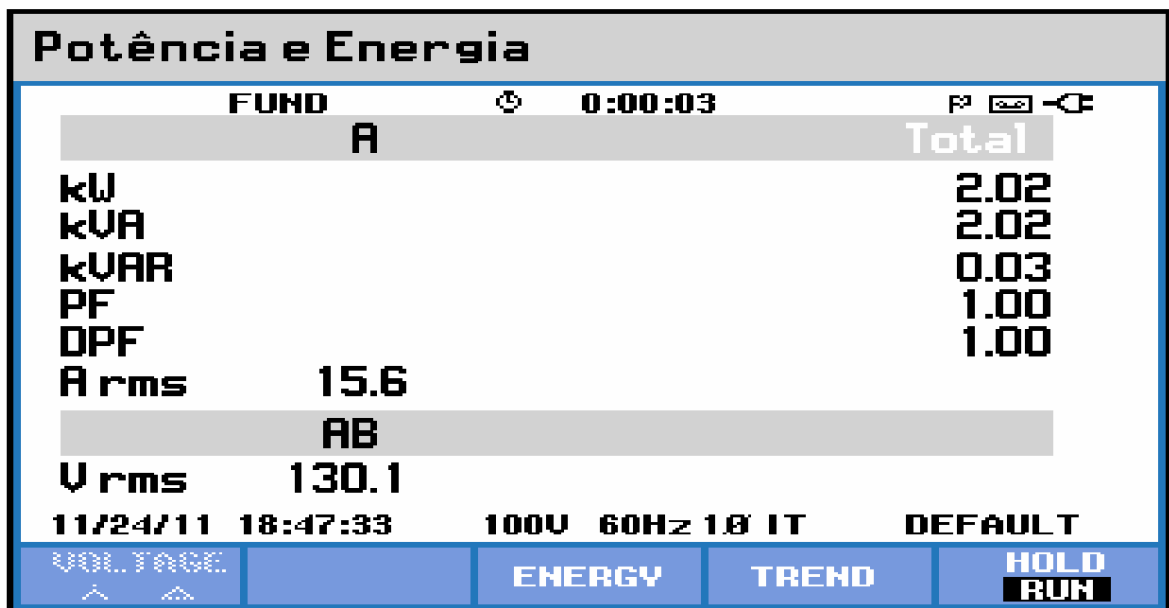


Figura 47 – Potências e Fator de Potência do sinal injetado na rede local.

## 6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma alternativa de viabilização para a conexão de pequenos geradores nas redes de distribuição das concessionárias. Os conceitos de retificador PWM trifásico e inversor PWM monofásico não são conceitos novos, porém foram aplicados nesta dissertação com uma nova abordagem de conexão e comercialização de energia. Foi apresentada uma topologia de utilização de energia local e venda de excedente, com compensação de fator de potência e desequilíbrio de corrente de sequência negativa, otimizando desta forma a capacidade de geração da mini ou micro central hidrelétrica.

Sob a ótica da modelagem, o Capítulo 2 apresentou o modelo matemático do retificador PWM trifásico, em coordenadas “ABC”, que foi transformado para coordenadas rotativas “ $dq$ ”, com o objetivo de se obter erro de trajetória nulo das correntes de sequência positiva, girando na frequência fundamental. Foi apresentado o projeto do controlador PI e o modelo do controle em eixos “ $dq$ ”. Este retificador é o responsável por manter o fator de potência unitário para o gerador e também corrigir os desequilíbrios de corrente de sequência negativa ocasionados pela carga local.

Da mesma forma, o Capítulo 3 apresentou o modelo matemático do inversor PWM monofásico, bem como o projeto do controlador PI e o modelo do controle em eixos rotativos “ $dq$ ”. O inversor monofásico é responsável por fazer a conexão com a rede local monofásica e garantir o cumprimento dos requisitos mínimos exigidos pelas normas regulamentadoras para a conexão de geradores. O inversor monofásico é ajustado para injetar somente potência ativa no sistema, porém, se houver necessidade de injeção de reativos, este parâmetro pode ser facilmente ajustado no controle do dispositivo.

O Capítulo 4 apresentou os resultados de simulações computacionais do sistema de conexão proposto. Pode-se verificar que a modelagem da planta e

sintonia do controlador atenderam aos requisitos das normas regulamentadoras e, portanto, atenderam os objetivos do trabalho.

O Capítulo 5 apresentou os resultados experimentais obtidos em laboratório para um sistema em escala reduzida com potência de 2kW. Embora os componentes utilizados no laboratório não tivessem os valores nominais condizentes com os calculados, os resultados obtidos atendem às especificações das normas regulamentadoras tanto nacionais quanto internacionais.

## **6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

O sistema de conexão proposto é capaz de compensar desequilíbrios entre fases, porém não compensa desequilíbrios entre fase e terra. Ou seja, foi implementada compensação de sequência negativa, porém não foi implementada compensação de sequência zero. Para fazer tal compensação, uma possibilidade seria inserir mais um braço ao retificador PWM trifásico e implementar o controle no DSP.

Em caso de falha do gerador, as cargas locais ficam desenergizadas até o restabelecimento da geração. Em implementações futuras, o sistema deverá ser capaz de atender a carga local, ou parte dela, através da rede de distribuição monofásica. Para isso, será necessário transformar os conversores em sistemas bidirecionais, de forma que quando o gerador deixe de funcionar, por parada programada ou acidental, a carga local seja atendida pela rede de distribuição monofásica.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEEL. **Resolução Normativa Nº 395/2009. Revisão 1 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST.** Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>> Acessado em: Março de 2010.

ANEEL. **Resolução Normativa Nº 414/2010.** Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2010414.pdf>> Acessado em: Fevereiro de 2011.

BARNES, L.G., III; KRISHNAN, R.; **An Adaptive Three-phase UPS Inverter Controller.** In: 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95. Atlanta, GA. Conference Publications, Vol. 1, pp. 473-479, June 1995.

BHOWMIK, S., SPEE, R., ALEXANDER, G., ENSLIN, J.; **New simplified control algorithm for synchronous rectifiers.** In: 21st International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1995. Orlando, FL, USA. Proceedings of the 1995 IEEE IECON, Vol. 1, pp. 494-499, Nov. 1995.

BLASCO, V.; KAURA, V. **A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter.** IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, pp. 116-123, Jan. 1997.

BORGONOVO, D.; **Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park.** 2001. 162 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, INEP, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

BROWN, R. G. **Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering.** 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1992. ISBN 0-471-55922-9.

BUSO, S., MALESANI, L., MATTAVELLI, P., **Comparison of current control techniques for active filter applications.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 5, pp. 722-729, Oct. 1998.

CAMARGO, R. F., BOTTERÓN, F., PINHEIRO, H., GRÜNDLING, H. A., PINHEIRO, J. R., HEY, H. L.; **New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverter.** 33rd Annual Power Electronic Specialists Conference, 2002. PESC '02. Cairns, AUS. Vol. 1, pp. 232-237, June 2002.

CAMARGO, R. F.; PINHEIRO, H. **Synchronization method for three-phase PWM converters under unbalanced and distorted grid.** IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2006, Vol. 153, No. 5, pp. 763-772, Sept. 2006.

CAMBOIM, F. C.; **A study of direct power control technics for three-phase rectifiers.** 2009. 119 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, PE, 2009.

CARDOSO, R.; CAMARGO, R. F.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. A.; Kalman filter based synchronization methods. **IET Generation, Transmission & Distribution**, Vol. 2, Issue 4, pp. 542–555, July 2008.

CARPITA, M.; MARCHESONI, M.; **Experimental Study of a Power Conditioning System Using Sliding Mode Control.** IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 5, pp. 731-742, Sep.1996.

CELESC. **Requisitos Gerais para Conexão de Autoprodutor e Produtor Independente de Energia À Rede da CELESC - Manual de Procedimentos I - 432.0003.** 2006. Disponível em: <<http://www.celesc.com.br>>, item Normas Técnicas. Acessado em: Março de 2010.

CHATTOPADHYAY, S.; RAMANARAYANAN V.; **Digital Implementation of a Line Current Shaping Algorithm for Three Phase High Power Factor Boost Rectifier without Input Voltage Sensing.** IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, Issue 3, pp. 709-721, May 2004.

COPEL. **Requisitos Técnicos para a Conexão de Geração em Paralelo com o Sistema Elétrico da COPEL.** 2006. Disponível em: <<http://www.copel.com>>, item Normas Técnicas. Acessado em: Março de 2010.

COPEL. **Requisitos Técnicos sob o Aspecto de Proteção, Monitoração e Controle para Conexão de Geradores de Pequeno Porte, Movidos com Motores à Biogás, em Paralelo com o Sistema de Distribuição de Baixa Tensão.** 2008. Disponível em: <<http://www.copel.com>>, item Normas Técnicas. Acessado em: Março de 2010.

DENG, H.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D.;. **A Neural Network-based Adaptive Controller of Single-phase Inverters for Critical Applications.** In: The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. Singapore, Vol. 2, pp. 915-920, Nov. 2003.

DIXON, J. W.; CONTARDO, J. M.; MORÁN, L. A. **A Fuzzy-Controlled Active Front-End Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics and Minimum Sensing Variables.** IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, Issue 4, pp. 724-729, July 1999.

DONG, D.; THACKER, T.; BURGOS, R.; BOROYEVICH, D.; WANG, F.; GIEWONT, B.; **Control design and experimental verification of a multi-function single-phase bidirectional PWM converter for renewable energy systems.** 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. pp. 1 – 10, Sept. 2009.

DOVAL-GANDOY, J.; CASTRO, C.; EQUIZÁBAL, L.; PEÑALVER, C. M.; **Minimum Hardware Solution for Implementing a Complete Control Algorithm for Voltage Source Rectifiers.** The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99. Vol. 1, pp. 490-495, Nov.-Dec. 1999.

DUARTE, J.; ZWAM, A. V.; WIJNANDS, C.; VANDENPUT, A. **Reference frames fit for controlling pwm rectifiers,** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 3, pp. 628–630, June 1999.

GONZALEZ, M.; CARDENAS, V.; PAZOS, F.; **DQ transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power,** 9th IEEE International Power Electronics Congress, 2004. CIEP '04. Acapulco, MEX, Conference Publications, pp. 177-182, Oct. 2004.

GRÜNDLING, H. A.; CARATI, E. G.; PINHEIRO, J. R.; **A Robust Model Reference Adaptive Controller for UPS Applications.** In: 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentations, 1997. IECON 97. New Orleans, LA, Conference Publications, Vol. 2, pp. 901-905, Nov. 1997.

GUO XIAOQIANG; ZHAO QINGLIN; WU WEIYANG;. **A Single-Phase Grid-Connected Inverter System with Zero Steady-State Error.** In: 5th International Power Electronic Motion Control Conference, 2006. IPEMC '06. Shanghai, Conference Publications, Vol. 1, pp. 1-5, Aug. 2006.

HERONG GU; ZILONG YANG; DEYU WANG; WEIYANG WU. **Research on Control Method of Double-Mode Inverter with Grid-Connection and Stand-Alone.** In: 5th International Power Electronic Motion Control Conference, 2006. IPEMC '06. Shanghai, Conference Publications, Vol. 1, pp. 1-5, Aug. 2006.

IEEE. **IEEE 1547 Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems,** 2003. Disponible en:

<[http://grouper.ieee.org/groups/scc21/1547/1547\\_index.html](http://grouper.ieee.org/groups/scc21/1547/1547_index.html)> Acessado em: Março de 2010.

JUNG, S. L.; TZOU, Y.Y. **Sliding Mode Control of a Closed-loop Regulated PWM Inverter under Large Load Variations**. In: 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference , 1993. PESC '93. Seattle, WA, Conference Publications, pp. 616-622, June 1993.

JUNG, S. L.; HUANG, H.S.; CHANG, M.Y.; TZOU, Y.Y.; **DSP-based Multiple-loop Control Strategy for Single-phase Inverters used in AC Power Sources**. In: 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference , 1997. PESC '97. St. Louis, MO. Conference Publications, Vol. 1, pp. 706-712, June 1997.

JUNG, S. L., TZOU, Y.Y. **Discrete Sliding-mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, Issue 4, pp. 567-577, July 1996.

JUNG, S.L.; HUANG, H.-S.; CHANG, M.-Y.; TZOU, Y.-Y.; **Design and Implementation of an FPGA-based Control IC for AC-voltage Regulation**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, Issue 3, pp. 522-532, May 1999.

JUNQUEIRA, A. D.; MATAKAS JR, L.; KOMATSU, W. Digital Implementation of Three-Phase Rectifier with Dead-Beat Controller. **Revista de Eletrônica de Potência da SOBRAEP**, Vol. 7, No. 1, pp. 30-38, Nov. 2002.

KAWABATA, T.; **Deadbeat Control of Three Phase PWM Inverter**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, Issue 1, pp. 21-28, Jan. 1990.

KAWAMURA, A.; HANEYOSHI, T.; HOFT, R. G.; **Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only Voltage Sensor**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, Issue 2, pp. 118-125, Apr. 1988.

KAWAMURA, A.; **Comparison of five different approaches for real time digital feedback control of PWM inverters**. In: Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Seattle, WA, Conference Publications, Vol. 2, pp. 1005-1011, Oct. 1990.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F.; **A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, Issue 5, pp. 1292-1306, Sep.-Oct. 2005.



KE DAI; LIU, P.; KANG, Y.; CHEN, J. **Decoupling current control for voltage source converter in synchronous rotating frame.** In: 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2001. Indonesia. Vol. 1, pp. 39-43, Oct. 2001.

KOJABADI, H.M.; BIN YU; GADOURA, I.A.; LIUCHEN CHANG; GHRIBI, M.; **A novel DSP-based current-controlled PWM strategy for single phase grid connected inverters.** IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, Issue. 4, pp. 985-993, July 2006.

KOLAR, J. W.; ERTL, H. **Status of the Techniques of the Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains.** In: The 21st International Telecommunication Energy Conference, 1999. INTELEC '99. Copenhagen, Conference Publications, Conference Publications, pp. 16, June 1999.

LIRA, J.; NUNEZ, C.; CARDENAS, V.; ALVAREZ, R.; **Voltage Sag Compensation in High-Quality AC/DC Converters Using the Single-Phase DQ Theory.** In: 10th IEEE International Power Electronics Congress. Puebla - Mex., Conference Publications, pp. 1-6, Oct. 2006.

MACCARINI, M. C.; **Inversor monofásico sincronizado para a conexão de um gerador eólico à rede elétrica: estudo, projeto e implementação.** 2009. 153 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2009.

MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J. A.; MARAFAO, F. P.; **Three-phase to single-phase direct connection rural cogeneration systems.** In: Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Anaheim, CA, USA. Conference Publications, Vol. 3, pp. 1547 - 1553, Sep. 2004.

MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; BUSO, S. **Robust Dead-Beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters.** IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 3, pp. 613-620, May-June 1999.

MALINOWSKI, M., KAZMIERKOWSKI, M., HANSEN, S., BLAABJERG, F., MARQUES, G., **Virtual-flux-based direct power control of three-phase pwm rectifiers.** IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 4, pp. 1019–1027, July-Aug. 2001.

MALINOWSKI, M., JASINSKI, M., KAZMIERKOWSKI, M.; **Simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm).** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 2, pp. 447–454, Apr. 2004.

MARAFÃO, J. A. G.; POMILIO, J. A.; SPIAZZI, G. Implementação e Controle de Retificador Trifásico de Alta Qualidade com Comutação em Baixa Frequência. **Revista de Eletrônica de Potência da SOBRAEP**, Vol. 7, No. 1, Nov. 2002, Brasil.

MATAKAS JR., L.; PEA - **Conversores Estáticos do tipo PWM Utilizados em FACTS e Filtros Ativos** - Notas de Aula. PEA/EPUSP. São Paulo, 2001.

MIDAVAINÉ, H.; LE MOIGNE, P.; BARTHOLOMEUS, P. **Multilevel Three Phase Rectifier with Sinusoidal Input Currents**. In: 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96. Baveno - Italy, Conference Publications, Vol. 2, pp. 1595-1600, June 1996.

NISHIDA, Y.; MIYASHITA, O.; HANEYOSHI, T.; TOMITA, H.; MAEDA, A.; **A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonics current reduction**. In: International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1993. Maui, HI, USA. Proceedings of the IECON '93, Vol. 2, pp. 1204-1209, Nov. 1993.

NOGUCHI, T., TOMIKI, H., KONDO, S., TAKAHASHI, I.; **Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors**. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 3, pp. 473–479, May-June 1998.

NORIEGA-PINEDA, D.; ESPINOSA-PEREZ, G.; VARELA-VEGA, A.; HORTA-MEJIA, S.; **Experimental Evaluation of an Adaptive Nonlinear Controller for Single-phase UPS**. In: IEEE International Conference on Control Applications, 2001. Proceedings of ICCA '01. Mexico City, MEX, Conference Publications, pp. 254-258, Sep. 2001.

OHNISHI, T.; **Three phase pwm converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control**. In: International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. IECON '91. Kobe, JPN, Conference Publications, Vol.1, pp. 819–824, Oct-Nov. 1991.

PINHEIRO, H.; BOTTERÓN, F.; RECH, C.; SCHUCH, L.; CAMARGO, R. F.; HEY, H. L.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, J. R. **Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada**. Sba Controle & Automação. Vol.16, No. 1, pp. 13-24, Jan-Mar. 2005.

ROSHAN, A.; **A DQ Rotating Frame Controller for Single Phase Full-bridge Inverters Used in Small Distributed Generation Systems**. 2006. 124 p. MS Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, Mar. 2006.

ROSHAN, A.; BURGOS, R.; BAISDEN, A. C.; WANG, F.; BOROYEVICH, D.; **A D-Q Frame Controller for a Full-Bridge Single Phase Inverter Used in Small Distributed Power Generation Systems**, In: Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '07. Anaheim, CA, USA, Conference Publications, pp. 641-647, Feb.-Mar. 2007.

SALAET, J.; ALEPUZ, S.; GILABERT, A.; BORDONAU, J.; **Comparison between two methods of DQ transformation for single phase converters control Application to a 3-level boost rectifier**. In: IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC '04. Aachen, DEU, Vol. 1, pp. 214-220, June 2004.

SATO, Y.; ISHIZUKA, T.; NEZU, K.; KATAOKA, K. **A New Control Strategy for Voltage Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-State Control Error in Input Current**. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, Issue 3, pp. 480-486, May-June 1998.

SATO, Y.; KAWAMURA, K.; MARIMOTO, H.; NEZU, K. **Hybrid PWM Rectifiers to Reduce Electromagnetic Interference**. In: 37th Industry Applications Conference Annual Meeting, 2002. Pittsburg, PA, USA. Conference Record, Vol. 3, pp. 2141-2146, Oct. 2002.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U.; LISERRE, M.; **A New Control Structure for Grid-connected LCL PV Inverters with Zero Steady-state Error and Selective Harmonics Compensation**. In: Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Anaheim, CA, USA, Vol. 1, pp. 580-586, Sep. 2004.

TZOU, Y. Y.; JUNG, S.; YEH, H.. **Adaptive Repetitive Control of PWM Inverters for Very Low THD AC-Voltage Regulation with Unknown Loads**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, Issue. 5, pp. 973-981, Sep. 1999.

TZOU, Y. Y.; OU, R.; JUNG, S.; CHANG, M. **High-performance Programmable AC power Source with Low Harmonic Distortion Using DSP-Based Repetitive Control Technique**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, pp. 715-725, July 1997.

VAN DER BROECK, H. W.; SKUDELNY, H.; STANKE, G. V.; **Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors**. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, Issue 1, pp. 142-150, Jan.-Feb. 1988.

VERDELHO, P. **Voltage Type Reversible Rectifiers Control Methods in Unbalanced and Non-sinusoidal Conditions**. In: Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998, IECON '98. Aachen, DEU. Conference Publications, Vol. 1, pp. 479-484, Aug.-Sept. 1998.

VERDELHO, P.; SOARES, V. **A Unit Power Factor PWM Rectifier Based on the Instantaneous Active and Reactive Current  $i_d$ - $i_q$  Method**. In: Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997. ISIE '97. Guimaraes, PRT, Vol. 2, pp. 411-416, July 1997.

XIAO SUN; CHOW, M.H.L.; LEUNG, F.H.F.; DEHONG XU;. **Analogue Implementation of a Neural Network Controller for UPS Inverter Applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, Issue 3, pp. 305-313, May 2002.

WU, R., DEWAN, S., SLEMON, G. **A pwm ac-to-dc converter with fixed switching frequency**. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 5, pp. 880-885, Sep.-Oct. 1990.

ZHANG, R.; CARDINAL, M.; SZCZESNY, P.; DAME, M.; **A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame**. In: 33rd Annual Power Electronic Specialists Conference, 2002. PESC '02. Cairns, AUS. Vol. 3, pp.1431-1436, Nov. 2002.

ZHOU, K.; WANG, D.; XU, G. **Repetitive Controlled Three-Phase Reversible PWM Rectifier**. In: Proceedings of the 2000 American Control Conference, 2000. Chicago, IL, USA. Vol. 1, Issue. 6, pp. 125-129, June 2000.

## ANEXO A – FILTRO DE KALMAN

### A.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste anexo é o de apresentar o modelo matemático do Filtro de Kalman proposto por (CARDOSO et al., 2008), que baseia-se no *Kalman Filter - PLL* (KF-PLL) para extração de componentes de sequência positiva e detecção de fase. Este filtro foi utilizado pois apresenta características importantes como a rejeição de perturbações advindas dos ruídos de medida, ao mesmo tempo que tem uma resposta transitória rápida, tanto com relação à geração de referências quanto à extração das variáveis de controle que não podem ser medidas.

Após a obtenção do modelo matemático que representa o comportamento da planta em questão e de onde tem-se o conhecimento das variáveis de estado relevantes para o processo de controle do sistema, parte-se para a geração de referências e estimativa das variáveis.

### A.2 O FILTRO

As componentes harmônicas de um sinal qualquer, podem ser otimamente estimadas através de um filtro de Kalman usando um modelo matemático adequado que represente a evolução de tal sinal.

Considere um sistema dinâmico representado pelo seguinte modelo estocástico:

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + \Gamma_k \gamma_k, \quad (\text{A.1})$$

$$y_k = F_k x_k + v_k, \quad (\text{A.2})$$

$$\dim x_k = n \times 1, \dim y_k = r \times 1, \dim \gamma_k = p \times 1. \quad (\text{A.3})$$

onde  $\gamma_k$  e  $v_k$  são sequências de ruídos branco gaussiano, não correlacionadas, com médias e covariâncias dadas por

$$E\{\gamma_i\} = 0, E\{\gamma_i \gamma_j^T\} = Q_i \delta_{ij}, \quad (\text{A.4})$$

$$E\{v_i\} = 0, E\{v_i v_j^T\} = R_i \delta_{ij}, \quad (\text{A.5})$$

$$E\{\gamma_i v_j^T\} = 0, E\{\gamma_i x_j^T\} = 0, E\{v_i x_j^T\} = 0, \forall i, j. \quad (\text{A.6})$$

onde  $E\{\cdot\}$  é o vetor esperança e  $\delta_{ij}$  é a função delta de Kronecker. As matrizes  $\Phi_k$ ,  $\Gamma_k$  e  $F_k$  tem dimensões adequadas.

O vetor  $\hat{x}_{k+1|k}$  é a estimativa do vetor de estados  $x_{k+1}$ , calculado no instante  $t_k$ , a equação de filtragem é dada por (BROWN, 1992):

$$\hat{x}_{k+1|k} = \Phi_k \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - F_k \hat{x}_{k|k-1}) \quad (\text{A.7})$$

onde

$$K_k = \Phi_k P_{k|k-1} F_k^T (F_k P_{k|k-1} F_k^T + R_k)^{-1} \quad (\text{A.8})$$

e

$$P_{k+1|k} = \Phi_k P_{k|k-1} \Phi_k^T - K_k F_k P_{k|k-1} \Phi_k^T + \Gamma_k Q_k \Gamma_k^T \quad (\text{A.9})$$

com condições iniciais  $\hat{x}_{0|-1}$  e  $P_{0|-1}$ . Ainda,

$$P_{k+1|k} \triangleq E \left\{ \left( x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k} \right) \left( x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k} \right)^T \right\} \quad (\text{A.10})$$

representa a covariância do erro estimado do vetor  $x_{k+1}$ , calculada no instante  $t_k$ .

## **ANEXO B – MODULAÇÃO VETORIAL**

### **B.1 INTRODUÇÃO**

Uma das principais técnicas de modulação que pode ser aplicada a diversos conversores (inversores, retificadores e filtros ativos) e que possibilita a redução do número de comutação dos interruptores, a minimização do conteúdo harmônico das correntes de entrada dos retificadores e a utilização de maiores índices de modulação é a modulação vetorial ("*Space Vector Modulation*" - SVM) (VAN DER BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).

Entre outras características que podem ser analisadas e melhoradas com o emprego desta técnica, pode-se citar a minimização do conteúdo harmônico das correntes de entrada dos retificadores, a melhor distribuição das perdas nos semicondutores e a utilização de maiores índices de modulação.

Neste anexo será feita uma breve descrição dos conceitos e características desta técnica de modulação quando aplicada a inversores monofásicos e a retificadores trifásicos, de acordo com (PINHEIRO et al, 2005).

### **B.2 GENERALIZAÇÃO DA MODULAÇÃO VETORIAL**

A modulação vetorial pode ser realizada para conversores CC-CA, conhecidos como inversores, e para conversores CA-CC, chamados de retificadores. Podem ser enumeradas cinco etapas principais para a implementação de uma modulação vetorial, cujos itens são listados abaixo. (CAMARGO et al., 2002):

- 1) Definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída;
- 2) Identificação dos planos de separação dos setores no espaço das tensões de saída;
- 3) Identificação dos planos limites no espaço das tensões de saída;
- 4) Obtenção das matrizes de decomposição;
- 5) Definição da sequência de comutação.

Na primeira etapa é possível incluir uma transformação no espaço das tensões de saída para simplificar a sua representação. Por outro lado, os planos de

separação da segunda etapa podem ser utilizados no algoritmo de identificação do setor, onde o vetor das tensões de saída do conversor está localizado. Os planos limites, da terceira etapa, definem se um determinado vetor de tensão poderá ser implementado pelo conversor, e, em caso afirmativo, as matrizes de decomposição, da quarta etapa, possibilitam obter a duração de cada vetor de comutação em um período de comutação. Finalmente, as sequências de comutação são escolhidas para minimizar uma grandeza adicional que pode incluir:

- (a) perdas em comutação;
- (b) taxa de distorção harmônica (THD);
- (c) o desbalanceamento do ponto neutro do barramento CC.

### B.3 SPACE VECTOR APLICADO AO INVERSOR MONOFÁSICO

Dado o sinal de entrada  $D_\alpha$ , em coordenadas “ $\alpha\beta$ ” e normalizado em função da tensão  $E$  do barramento CC, a ser produzido pelo inversor, existem diferentes combinações de vetores de comutação que podem ser usadas para sintetizar este sinal. Porém, para minimizar as ondulações sobre as variáveis de interesse, os vetores mais próximos de  $D_\alpha$  devem ser escolhidos. A primeira etapa é a identificação do setor em que se encontra o sinal de entrada. A Tabela 9 apresenta os possíveis vetores de comutação para o inversor monofásico em ponte completa.

**Tabela 9 - Possíveis vetores de comutação para o inversor monofásico em ponte completa.**

$G_1$	$G_3$	$v'_{a0}$	$v'_{a0}$	$v'_{ab}$	Vetores
0	0	0	0	0	$v^0$
1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$v^1$
0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$v^2$
1	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$v^3$

Fonte: PINHEIRO et al. (2005)



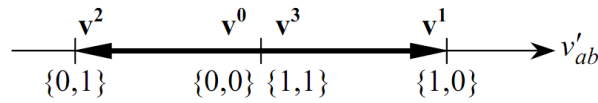


Figura 48 - Espaço da tensão de saída para o inversor monofásico em ponte completa.

Fonte: PINHEIRO et al. (2005)

Na Figura 48 pode-se definir dois setores distintos, que são:

$$\begin{aligned} \text{Setor1} &.: D_\alpha > 0, \\ \text{Setor2} &.: D_\alpha < 0. \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

Logo, neste caso existe apenas um “plano” de separação entre os setores, que é dado por:

$$v'_{ab} < 0. \quad (\text{B.2})$$

Identificado o setor em que o vetor se encontra, é necessário verificar se a tensão  $D_\alpha$  poderá ser sintetizada pelo inversor. O plano limite, que representa se o sinal pode ser sintetizado, é apresentado na Tabela 10. Caso o sinal  $D_\alpha$  não possa ser sintetizado, ele deve ser normalizado, conforme apresentado na Eq. (B.3):

$$D_\alpha = \frac{D_\alpha}{|D_\alpha|}. \quad (\text{B.3})$$

Tabela 10 - Planos limites para o inversor monofásico em ponte completa.

Setor	Sequência Simétrica
1	$v'_{ab} = \sqrt{\frac{2}{3}}$
2	$v'_{ab} = -\sqrt{\frac{2}{3}}$

Fonte: PINHEIRO et al. (2005)

Uma vez identificado o setor em que se localiza, deve-se obter a duração de cada vetor de comutação em um período de comutação  $T_s$ . De acordo com (PINHEIRO et al., 2005), a duração de cada vetor em cada setor é dada por:

$$Setor1 \therefore \left\{ \begin{array}{l} \Delta t_1 = D_\alpha (v^1)^{-1} T_s \\ \Delta t_0 = \Delta t_3 = T_s - \Delta t_1 \end{array} \right\}, \quad (B.4)$$

$$Setor2 \therefore \left\{ \begin{array}{l} \Delta t_2 = D_\alpha (v^2)^{-1} T_s \\ \Delta t_0 = \Delta t_3 = T_s - \Delta t_2 \end{array} \right\}. \quad (B.5)$$

Definidos os vetores de comutação, bem como as suas durações em um período de comutação  $T_s$ , deve-se fazer escolha da distribuição dos vetores de comutação ao longo de  $T_s$ , o que resulta em diferentes sequências de comutação. Na escolha de uma sequência de comutação, é desejável assegurar que a transição entre diferentes vetores seja realizada pela comutação de somente um braço do inversor (VAN DER BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Assim, haverá uma redução do número de comutações e, conseqüentemente, uma redução das perdas em comutação.

Várias sequências de comutação podem ser geradas resultando em diferentes desempenhos. A Tabela 11 apresenta a sequências de comutação adotada, chamada de sequência simétrica, caracterizada por resultar em uma baixa THD na corrente de saída do inversor.

**Tabela 11 - Sequência de comutação para o inversor monofásico em ponte completa.**

Setor	Sequência Simétrica
1	$v^0 - v^1 - v^3 - v^1 - v^0$
2	$v^0 - v^2 - v^3 - v^2 - v^0$

Fonte: PINHEIRO et al. (2005)

## B.4 SPACE VECTOR APLICADO AO RETIFICADOR TRIFÁSICO

Os sinais de entrada do *space vector* são as tensões  $D_\alpha$  e  $D_\beta$ , provenientes do controle do retificador trifásico, que compõem o vetor de comando  $u_{cmd}$ . Os sinais, em coordenadas “ $\alpha\beta$ ”, estão normalizados em relação à tensão do barramento CC ( $E$ ). Os possíveis vetores em coordenadas “ $\alpha\beta$ ” estão representados na Figura 49.

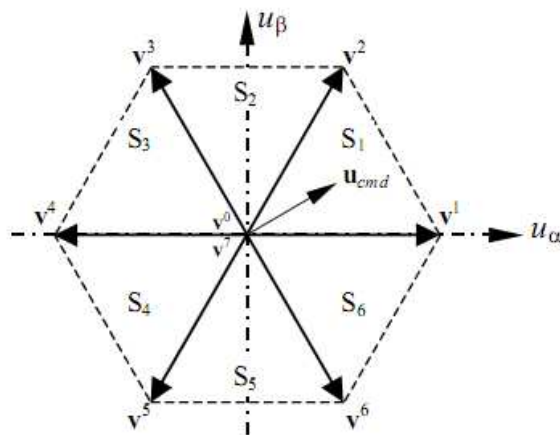


Figura 49 - Espaço das tensões de saída no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para o retificador trifásico com três braços a três fios.

Fonte: PINHEIRO et al. (2005)

O primeiro passo é a determinação do setor no qual se encontra o vetor de comando  $u_{cmd}$ . No espaço das tensões de saída, podem ser definidos seis setores distintos. Em cada um destes setores, existem dois vetores de comutação não nulos adjacentes ao vetor de comando  $u_{cmd}$ . Os planos de separação dos setores em coordenadas “ $\alpha\beta$ ” são definidos pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 PS_1 & \therefore u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha = 0, \\
 PS_2 & \therefore u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha = 0, \\
 PS_2 & \therefore u_\beta = 0.
 \end{aligned}
 \tag{B.7}$$

Por outro lado, a partir dos vértices dos possíveis vetores de comutação define-se o “plano” limite de cada setor. O plano limite determina se o vetor de comando  $u_{cmd}$  pode ser sintetizado pelo *space vector*. Estes são apresentados na Tabela 12.

Tabela 12 - Planos limites para o retificador trifásico com três braços a três fios.

Setor	Sequência Simétrica
1	$PL_1 \therefore D_\beta + \sqrt{3}D_\alpha - \sqrt{2} = 0$
2	$PL_2 \therefore D_\beta - \frac{\sqrt{2}}{2} = 0$
3	$PL_3 \therefore D_\beta - \sqrt{3}D_\alpha - \sqrt{2} = 0$
4	$PL_4 \therefore D_\beta + \sqrt{3}D_\alpha + \sqrt{2} = 0$
5	$PL_5 \therefore D_\beta + \frac{\sqrt{2}}{2} = 0$
6	$PL_6 \therefore D_\beta - \sqrt{3}D_\alpha + \sqrt{2} = 0$

Fonte: PINHEIRO et al. (2005)

Após identificar em qual setor se localiza o vetor  $u_{cmd}$ , deve-se obter a duração de cada vetor de comutação em um período de comutação  $T_s$ . Em cada setor, as durações dos vetores de comutação são dadas por:

$$Setor1 \therefore \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} T_s \therefore M_1 = \begin{bmatrix} v^1 & v^2 \end{bmatrix}^{-1} \\ \Delta t_0 = T_s - \Delta t_1 - \Delta t_2 \end{array} \right\}, \quad (B.8)$$

$$Setor2 \therefore \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \Delta t_2 \\ \Delta t_3 \end{bmatrix} = M_2 \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} T_s \therefore M_2 = \begin{bmatrix} v^2 & v^3 \end{bmatrix}^{-1} \\ \Delta t_0 = T_s - \Delta t_2 - \Delta t_3 \end{array} \right\}, \quad (B.9)$$

$$Setor3 \therefore \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \Delta t_3 \\ \Delta t_4 \end{bmatrix} = M_3 \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} T_s \therefore M_3 = \begin{bmatrix} v^3 & v^4 \end{bmatrix}^{-1} \\ \Delta t_0 = T_s - \Delta t_3 - \Delta t_4 \end{array} \right\}, \quad (B.10)$$

$$\text{Setor4} \therefore \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \Delta t_4 \\ \Delta t_5 \end{bmatrix} = M_4 \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} T_s \therefore M_4 = \begin{bmatrix} v^4 & v^5 \end{bmatrix}^{-1} \\ \Delta t_0 = T_s - \Delta t_4 - \Delta t_5 \end{array} \right\}, \quad (\text{B.11})$$

$$\text{Setor5} \therefore \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \Delta t_5 \\ \Delta t_6 \end{bmatrix} = M_5 \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} T_s \therefore M_5 = \begin{bmatrix} v^5 & v^6 \end{bmatrix}^{-1} \\ \Delta t_0 = T_s - \Delta t_5 - \Delta t_6 \end{array} \right\}, \quad (\text{B.12})$$

$$\text{Setor6} \therefore \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \Delta t_6 \\ \Delta t_1 \end{bmatrix} = M_6 \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} T_s \therefore M_6 = \begin{bmatrix} v^6 & v^1 \end{bmatrix}^{-1} \\ \Delta t_0 = T_s - \Delta t_6 - \Delta t_1 \end{array} \right\}. \quad (\text{B.13})$$

Após definidos os tempos, deve-se fazer escolha da distribuição dos vetores de comutação ao longo de  $T_s$ , o que resulta em diferentes seqüências de comutação. A Tabela 13 apresenta a seqüência de comutação adotada neste trabalho, chamada seqüência simétrica, onde os três braços do retificador comutam em alta frequência, e, devido à simetria do padrão PWM gerado, resulta em uma baixa THD nas correntes de entrada do retificador.

**Tabela 13 - Seqüências de comutação para o retificador trifásico com três braços a três fios.**

Setor	Seqüência Simétrica
1	$v^0 - v^1 - v^2 - v^7 - v^2 - v^1 - v^0$
2	$v^0 - v^3 - v^2 - v^7 - v^2 - v^3 - v^0$
3	$v^0 - v^3 - v^4 - v^7 - v^4 - v^3 - v^0$
4	$v^0 - v^5 - v^4 - v^7 - v^4 - v^5 - v^0$
5	$v^0 - v^5 - v^6 - v^7 - v^6 - v^5 - v^0$
6	$v^0 - v^1 - v^6 - v^7 - v^6 - v^1 - v^0$

Fonte: PINHEIRO et al. (2005)

## APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA

### A.1 INTRODUÇÃO

Este Apêndice apresenta o dimensionamento dos componentes de potência do sistema de conexão proposto, composto do retificador trifásico e do inversor monofásico. Serão dimensionados os indutores de entrada do retificador trifásico, o capacitor do barramento CC e o indutor de saída do inversor monofásico. O dimensionamento das chaves semicondutoras (*IGBTs*) não foi realizado, visto que levou em consideração os valores nominais dos equipamentos disponíveis no laboratório do programa de pós-graduação, cujas potências são maiores que as utilizadas neste trabalho.

Inicialmente serão dimensionados os indutores do filtro de entrada do retificador trifásico e o capacitor do barramento CC. Posteriormente, serão dimensionados o indutor do filtro de saída do inversor monofásico e o capacitor do barramento CC. O valor do capacitor adotado deverá ser superior ao maior valor entre os calculados para o retificador trifásico e o inversor monofásico.

### A.2 RETIFICADOR TRIFÁSICO

Com o intuito de simular uma CGH, utilizou-se uma fonte de tensão trifásica controlada disponível no laboratório do programa de pós-graduação, ajustando os parâmetros para os seguintes valores:

$$\begin{aligned} V_{ff} &= 220V_{rms}, \\ f_r &= 60Hz, \\ P &= 2000W. \end{aligned} \tag{A.1}$$

A potência de saída do retificador trifásico é assumida como sendo a potência do gerador síncrono trifásico, ou seja, 2kW.

$$P_o = 2000W. \tag{A.2}$$

A tensão de saída do retificador trifásico, ou seja, tensão do barramento CC, deve ser maior que a tensão de pico de linha do gerador trifásico ( $220.\sqrt{2} = 311V$ ), sendo escolhido o valor de 350V.

$$V_o = 350V. \quad (A.3)$$

A tensão eficaz (rms) de fase do gerador é igual a:

$$V_{ef} = \frac{V_{ff}}{\sqrt{3}} = 127V. \quad (A.4)$$

A frequência de comutação escolhida para este projeto foi de 10kHz, resultando em um período de comutação de 0,1ms.

$$\begin{aligned} f_s &= 10kHz, \\ T_s &= \frac{1}{f_s}. \end{aligned} \quad (A.5)$$

O rendimento do conversor foi assumido como sendo de 95%.

$$\eta = 0,95. \quad (A.6)$$

A ondulação na corrente de fase (porcentagem da corrente de pico), foi estipulada em 7,5% e a ondulação na tensão de saída (porcentagem da tensão de saída nominal) foi fixada em 6%:

$$\begin{aligned} \Delta I &= 0,075, \\ \Delta V_o &= 0,06. \end{aligned} \quad (A.7)$$

### **Cálculos preliminares e condições de operação:**

A corrente eficaz de fase na entrada do retificador trifásico é dada por:

$$I_{ef} = \frac{P_o}{3.\eta.V_{ef}} = 5,525A. \quad (A.8)$$

A corrente de pico e tensão de pico de fase na entrada do retificador são dadas por:

$$\begin{aligned} I_p &= \sqrt{2}.I_{ef} = 7,81A, \\ V_p &= \sqrt{2}.V_{ef} = 179,6A. \end{aligned} \quad (A.9)$$

De acordo com (BORGONOVO, 2001), a resistência equivalente de fase vista pelo gerador na entrada do retificador, e que representa 1/3 das perdas do conversor, é calculada por:

$$R = \frac{\left[ \frac{[(1-\eta) \cdot P_o]}{3} \right]}{I_{ef}^2} = 1,09\Omega. \quad (A.10)$$

Esta resistência, por apresentar um valor consideravelmente baixo, é desprezada no cálculo dos ganhos dos controladores PI.

### Dimensionamento dos indutores de entrada:

A indutância de entrada, levando-se em consideração as tensões de entrada e saída do retificador, a frequência de amostragem, a potência do gerador e a variação máxima de corrente admitida, de acordo com (BORGONOVO, 2001), é dada por:

$$L = \frac{\left[ 3 \cdot V_p^2 \cdot (2 \cdot V_0 - 3 \cdot V_p) \right]}{f_s \cdot \Delta I \cdot 4 \cdot P_0 \cdot V_0} = 7,43mH. \quad (A.11)$$

Para efeitos práticos, foi adotada uma indutância de 8mH.

$$L = 8mH. \quad (A.12)$$

A corrente eficaz que irá fluir através deste indutor é calculada através de:

$$I_{ef} = \frac{(\sqrt{2} \cdot P_0)}{3 \cdot \eta \cdot V_p} = 5,525A. \quad (A.13)$$

A corrente de pico e a corrente média no indutor serão de:

$$I_p = \left[ \frac{(2 \cdot P_0)}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \right] \cdot \left( 1 + \frac{\Delta I}{2} \right) = 8,1A, \quad (A.14)$$

$$I_{med} = 0A.$$

A tensão de pico nos terminais do indutor será:

$$V_l = \frac{V_p}{2} + \frac{V_0}{3} = 206,5V. \quad (A.15)$$



### Dimensionamento do capacitor de saída:

O valor mínimo do capacitor de saída do retificador trifásico, segundo (BORGONOVO, 2001), deve ser de:

$$C = \left[ \frac{P_0 \cdot (2 \cdot V_0 - 3 \cdot V_p)}{2 \cdot f_s \cdot V_0^3 \cdot \Delta V_0} \right] = 6,3 \mu F. \quad (\text{A.16})$$

Foi utilizado o capacitor que faz parte do conversor de potência disponível no laboratório, cujo valor da capacitância é de:

$$C = 4700 \mu F. \quad (\text{A.17})$$

A corrente eficaz neste capacitor será de:

$$I_{C_{ef}} = \frac{P_0}{V_0} \cdot \sqrt{\frac{(0.613 \cdot V_0 - 2 \cdot \eta \cdot V_p)}{\eta^2 \cdot V_p} + 1} = 2,67 A. \quad (\text{A.18})$$

A corrente de pico e a corrente média no capacitor são dadas por:

$$I_{C_p} = \frac{P_0}{V_0} = 5,7 A, \quad (\text{A.19})$$

$$I_{C_{med}} = 0 A.$$

A tensão no capacitor será a própria tensão de saída do retificador trifásico (link CC), que é dada por:

$$V_{C_{ef}} = V_o = 350 V. \quad (\text{A.20})$$

### A.3 INVERSOR MONOFÁSICO

A tensão média de entrada do inversor monofásico é a mesma da saída do retificador trifásico (barramento CC), ou seja:

$$E = 350 V. \quad (\text{A.21})$$

Assim como no retificador trifásico, para o inversor monofásico também utilizaremos uma frequência de comutação de 10kHz.

$$f_s = 10 \text{kHz}. \quad (\text{A.22})$$

A máxima ondulação relativa da tensão de entrada do link CC é admitida como sendo:

$$\Delta E = 0,06. \quad (\text{A.23})$$

E a ondulação máxima da corrente de saída do inversor monofásico (corrente no indutor) é fixada em 2%:

$$\Delta I_l = 0,02. \quad (\text{A.24})$$

O inversor monofásico será conectado diretamente à rede de distribuição monofásica (60Hz), de forma que a tensão eficaz de saída do inversor será:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{grid} = 127V, \\ fr &= 60Hz. \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

A potência injetada na rede monofásica será igual a potência do gerador, levando-se em consideração o rendimento do conversor:

$$\begin{aligned} P_o &= 2000W, \\ \eta &= 0,9. \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

A tensão de pico na rede monofásica, a corrente eficaz e corrente de pico de saída são dadas por:

$$\begin{aligned} V_{o_p} &= V_o \cdot \sqrt{2} = 179,6V, \\ I_o &= \frac{P_o}{V_o} = 15,75A, \\ I_{o_p} &= I_o \cdot \sqrt{2} = 22,3A. \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

### **Indutor de Saída:**

Considerando que a conexão será feita diretamente em tensão secundária de distribuição, com a utilização de transformador de acoplamento com relação de transformação de 1:1,73, portando:

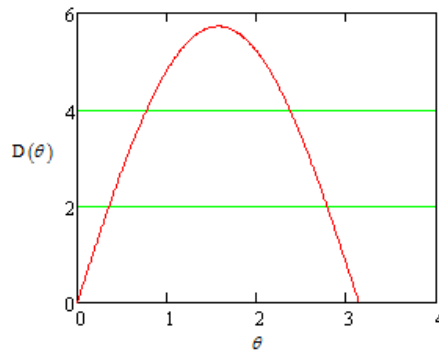
$$\begin{aligned} NS &= 1, \\ NP &= 1,73, \\ n &= \frac{NS}{NP} = 0,588. \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

Daí, de acordo com (MACCARINI, 2009) tem-se o índice de modulação nominal:

$$M = \frac{V_{op}}{E^n} = 5,725. \quad (\text{A.29})$$

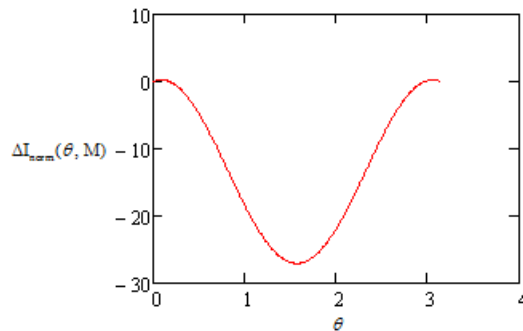
Variando-se o ângulo  $\theta$  de 0 a  $\pi$ .

$$D(\theta) = M \cdot \sin(\theta). \quad (\text{A.30})$$



Normalizando o valor da da variação de corrente no indutor, temos:

$$\Delta I_{\text{norm}}(\theta, M) = M \cdot \sin(\theta) - (M \cdot \sin(\theta))^2. \quad (\text{A.31})$$



Derivando a equação normalizada em função do ângulo  $\theta$  e resolvendo para o valor de variação máxima da corrente, temos:

$$\Delta I_{\text{max}} = 0,25. \quad (\text{A.32})$$

O valor da indutância de saída pode ser obtida, segundo (MACCARINI, 2009), a partir da seguinte expressão:

$$L_s = \frac{(\Delta I_{\text{max}} \cdot E)}{2 \cdot \Delta I \cdot I_{op} \cdot n \cdot f_s} = 16,7 \text{mH}. \quad (\text{A.33})$$

Foi construído um indutor com núcleo de ar e fio 12 AWG com indutância de 17mH, especialmente para ser utilizado neste projeto, isto é,

$$L_s = 17mH. \quad (A.34)$$

### **Capacitor de Entrada (C) do barramento CC:**

Este capacitor é definido em função da ondulação máxima estipulada da tensão de entrada (MACCARINI, 2009), então:

$$C = \frac{\left[ \left( \sqrt{2} \cdot M \cdot n \cdot \frac{P_o}{V_o} \right) - \frac{P_o}{rend \cdot E} \right]}{4 \cdot \pi \cdot fr \cdot \Delta E \cdot E} = 4336\mu F. \quad (A.35)$$

Portanto, o capacitor adotado para a saída do retificador trifásico, que é de 4700 $\mu$ F, atende às expectativas.