



CONTROLE E RESSINCRONIZAÇÃO DE UMA MICRORREDE ILHADA COM VALIDAÇÃO EM PROTÓTIPO DE ESCALA REDUZIDA

André Guilherme Peixoto Alves

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Robson Francisco da Silva Dias

Rio de Janeiro
Agosto de 2018

CONTROLE E RESSINCRONIZAÇÃO DE UMA MICRORREDE ILHADA
COM VALIDAÇÃO EM PROTÓTIPO DE ESCALA REDUZIDA

André Guilherme Peixoto Alves

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. Robson Francisco da Silva Dias, D.Sc.

Prof. Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D.

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
AGOSTO DE 2018

Alves, André Guilherme Peixoto

Controle e Ressincronização de uma Microrrede Ilhada com Validação em Protótipo de Escala Reduzida/André Guilherme Peixoto Alves. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XVIII, 76 p.: il.; 29,7cm.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Robson Francisco da Silva Dias

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2018.

Referências Bibliográficas: p. 72 – 76.

1. Microrrede Ilhada. 2. Geração Distribuída. 3. Ressincronização. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Dedico este trabalho
principalmente aos meus pais e
amigos. Que o meu esforço e
evolução possam trazer ainda
mais orgulho para vocês.*

Agradecimentos

Primeiramente aos meus pais pelo suporte que me foi dado em todas as decisões importantes da minha vida e por acreditarem no meu potencial.

Aos meus avós paternos, maternos e tios por seu amor incondicional e forte presença durante a minha criação e evolução como pessoa.

Aos meus amigos e meu irmão pelas lembranças, influências, discussões e diversos momentos que me fizeram e ainda fazem evoluir como pessoa e profissional.

Aos professores Rolim e Robson que sempre se mostraram presentes para discutir e tirar dúvidas ao longo da minha formação. E aos professores Watanabe e Richard pela extensa troca de conhecimento ao longo de suas disciplinas, servindo também como referências de didática.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE E RESSINCRONIZAÇÃO DE UMA MICRORREDE ILHADA
COM VALIDAÇÃO EM PROTÓTIPO DE ESCALA REDUZIDA

André Guilherme Peixoto Alves

Agosto/2018

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Robson Francisco da Silva Dias

Programa: Engenharia Elétrica

O crescimento de cargas sensíveis em todos os setores de consumo tem levado as companhias do setor elétrico a aumentar a confiabilidade do sistema de distribuição. Uma das soluções veio através do conceito de microrredes autônomas, que possuem recursos de energia distribuídos de forma controlada, possibilitando a operação desconectada da rede principal. Este trabalho foca em projetar e desenvolver um protótipo em escala reduzida de uma microrrede autônoma, consistindo de conversores de baixa potência com diferentes estratégias de controle e cargas interconectados entre si. É também proposto um controle específico para o processo de ressinchronização com a rede principal. Resultados experimentais são apresentados.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

CONTROL AND RESYNCHRONIZATION OF AN ISLANDED MICROGRID
WITH VALIDATION ON A REDUCED-SCALE PROTOTYPE

André Guilherme Peixoto Alves

August/2018

Advisors: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Robson Francisco da Silva Dias

Department: Electrical Engineering

The growth of sensible loads in all the costumer sectors is leading the electric utilities to increase the reliability of the distribution system. One of the solutions arrived through the concept of autonomous microgrids, which possess energy distributed resources controlled to be able to operate disconnected from the main grid. This work focuses in designing and creating an autonomous reduced-scale microgrid prototype, which consists of low power converters with different control strategies and loads interconnected with each other. A special type of control is also proposed for the resynchronization process with the main grid. Experimental results are presented.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Símbolos	xv
Lista de Abreviaturas	xviii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Motivação	3
1.3 Objetivo	3
1.4 Organização	3
1.5 Contribuições para a literatura	4
2 Fundamentos Teóricos	5
2.1 Definições básicas de uma microrrede	5
2.1.1 Conversor Formador de Rede (CFR)	6
2.1.2 Conversor Alimentador de Rede (CAR)	6
2.1.3 Conversor de Suporte à Rede (CSR)	7
2.1.4 Topologia padrão de um inversor eletrônico	8
2.1.5 Topologia de uma Microrrede	9
2.1.6 Características e previsões da operação ilhada	9
2.2 Referencial Síncrono - Transformada de Park	10
2.2.1 Utilização de apenas duas tensões de linha	11
2.2.2 Notação por vetor espacial	12
2.3 Modelo Dinâmico da Interação entre Conversor e Rede no Referencial Síncrono	12
2.4 Tipos de Controle Utilizados	16
2.4.1 Controle de tensão e frequência	16
2.4.2 Sincronização via <i>Phase-Locked Loop</i> (PLL)	17
2.4.3 Controle de potência ativa e reativa	18

2.4.4	Dinâmica e controle da tensão no elo CC do conversor	19
2.5	Conversão de controladores analógicos para digitais	21
2.5.1	Regras de discretização	21
2.5.2	Metodologia para representação de controladores por código fonte	22
2.6	Resumo do Capítulo	23
3	Ressincronização entre Sistemas de Geração a Conversores	25
3.1	Revisão bibliográfica	26
3.2	Controle proposto	27
3.3	Resumo do capítulo	29
4	Projeto e Implementação	30
4.1	Dispositivos de <i>hardware</i> utilizados	30
4.1.1	<i>Launchpad</i> LAUNCHXL-F28377S	30
4.1.2	<i>BoosterPack</i> BOOSTXL-DRV8305EVM	30
4.2	Projeto	31
4.2.1	Conversor Formador de Rede	31
4.2.2	Conversor Alimentador de Rede	34
4.2.3	Simulações	36
4.3	Procedimentos Experimentais	40
4.3.1	Rotina de programação	40
4.3.2	Calibração dos Sensores	42
4.3.3	Inicialização e Proteção	45
4.3.4	Implementação do Controle de Tensão e do CFR	46
4.3.5	Implementação do PLL	48
4.3.6	Implementação do CAR	50
4.3.7	Implementação do Controle de Ressincronização	51
4.4	Resumo do Capítulo	53
5	Resultados e Discussões	55
5.1	Operação Autônoma	55
5.1.1	Controle de Tensão e Frequência pelo CFR	55
5.1.2	Controle de Corrente e Potência pelo CAR	57
5.1.3	Operações com geração e consumo de potência reativa	60
5.2	Ressincronização com a Rede Principal	64
5.3	Reconexão com a Rede Principal	65
5.4	Resumo do capítulo	67

6 Conclusões	69
6.1 Resumo do Trabalho e Conclusões	69
6.2 Propostas de Trabalhos Futuros	70
Referências Bibliográficas	72

Lista de Figuras

2.1	Circuito equivalente de um CFR.	6
2.2	Circuito equivalente de um CAR.	7
2.3	Circuitos equivalentes de um CSR para um controle tipo fonte de tensão ou tipo fonte de corrente.	7
2.4	Topologia padrão de um inversor eletrônico	8
2.5	Topologia padrão de uma microrrede	9
2.6	Transformação de Park	10
2.7	Sistema formado pelo conversor VSC conectado à rede	13
2.8	Modelo da interação entre o VSC e a rede no referencial síncrono.	14
2.9	Modelo desacoplado da interação entre o VSC e a rede no referencial síncrono.	15
2.10	Modelos matemáticos desacoplados considerando filtros RL (a) e RLC (b).	15
2.11	Malha de controle de tensão	16
2.12	Algoritmo de sincronização SOGI-PLL.	17
2.13	Algoritmo de sincronização SF-PLL	18
2.14	Malha de controle de corrente	19
2.15	Topologia para análise da dinâmica no elo CC	19
2.16	Controle de tensão CC em cascata com a malha de corrente.	20
2.17	Malha de controle de tensão CC para análise.	21
3.1	Algoritmo de resincronização proposto	28
3.2	Equivalente do algoritmo de resincronização para pequenos sinais.	28
4.1	<i>Launchpad</i> contendo o microprocessador utilizado.	31
4.2	<i>Boosterpack</i> utilizado como inversor eletrônico.	32
4.3	Diagrama de módulo de Bode para o filtro LC.	33
4.4	Diagrama de controle para o projeto do controlador de tensão.	33
4.5	Resposta ao degrau do sistema realimentado com o controle de tensão.	34
4.6	Resposta ao degrau do modelo de pequenos sinais do PLL.	35
4.7	Diagrama de controle para o projeto do controlador de corrente.	36

4.8	Resposta ao degrau do sistema realimentado com controle de corrente	36
4.9	Diagrama da simulação feita no <i>software</i> PSIM.	38
4.10	Tensões de linha controladas pelo CFR durante a operação ilhada. . .	38
4.11	Correntes sintetizadas pelo CAR e consumidas pela carga durante a operação ilhada.	39
4.12	Análise via FFT das tensões controladas pelo CFR.	39
4.13	Análise via FFT das correntes de saída do CAR.	40
4.14	Processo de resincronização suave na simulação.	40
4.15	Exemplificação da função <i>Buildlevel3()</i>	41
4.16	Exemplificação das funções de estado.	42
4.17	Sensores existentes no <i>BoosterPack</i>	43
4.18	Declaração das portas ADCs e conversões para os sensores de tensão.	43
4.19	Representação do instante de ativação da interrupção.	44
4.20	Circuito utilizado para calibração do sensor de corrente e trecho do código para acionamento das chaves.	45
4.21	Trechos dos códigos de inicialização e proteção utilizados.	46
4.22	Teste inicial da ponte inversora e do controle de tensão.	47
4.23	Implementação do CFR.	47
4.24	Esquemático do circuito utilizado para medição de tensão para o PLL.	48
4.25	Diagrama de bode do filtro RC utilizado no circuito de medição de tensão.	49
4.26	Circuito de medição de duas tensões para o PLL trifásico.	49
4.27	Implementação inicial do CAR.	50
4.28	Conexão do CAR com o CFR.	51
4.29	Circuito de medição das tensões da rede principal.	52
4.30	Sistema completo utilizado para o ensaio.	52
4.31	Banco de baterias utilizado para alimentação do CFR.	53
5.1	Tensões medidas na saída do CFR.	56
5.2	Espectro harmônico das tensões de saída do CFR.	56
5.3	Tensões medidas na saída do CFR vistas no osciloscópio.	57
5.4	Correntes medidas na saída do CAR.	58
5.5	Espectro harmônico das correntes de saída do CAR.	58
5.6	Correntes medidas na saída do CAR vistas no osciloscópio.	59
5.7	Correntes medidas na saída do CAR em fase com as correntes consu- midas pela carga resistiva.	59
5.8	Correntes em fase vistas no osciloscópio.	60

5.9	Corrente de saída do CAR, consumida pela carga e consumida pelo CFR na situação onde o alimentador de rede provê potência para ambos.	61
5.10	Corrente de saída do CAR (laranja), consumida pela carga (vermelho) e consumida pelo CFR (verde) vistas no osciloscópio.	61
5.11	Corrente de saída do CAR (verde) atrasada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).	62
5.12	Corrente de saída do CAR (verde) atrasada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).	62
5.13	Corrente de saída do CAR (verde) adiantada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).	63
5.14	Corrente de saída do CAR (verde) adiantada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).	63
5.15	Processo de ressincronização utilizando limitação de 0,01 rad/s. . . .	64
5.16	Processo de ressincronização utilizando limitação de 0,75 rad/s. . . .	65
5.17	Processo de reconexão com a rede principal após a sincronização, contendo a tensão da microrrede (azul), da rede principal (vermelho), e correntes do alimentador de rede (verde e amarelo).	66
5.18	Processo de reconexão com a rede principal após a sincronização, contendo a tensão da microrrede (azul), da rede principal (vermelho), e correntes consumidas pela carga (verde e amarelo).	66

Lista de Tabelas

1.1	Oferta Interna de Energia Elétrica (dados retirados de [1]).	2
3.1	Limites estabelecidos para reconexão segundo a norma IEEE Std 1547-2003.	26

Lista de Símbolos

C_f	Capacitância de filtragem, p. 8
I_d	Corrente de eixo direto, p. 13
I_q	Corrente de eixo em quadratura, p. 13
I_{aL}	Corrente consumida pela carga na fase “a”, p. 39
I_a	Corrente de saída na fase “a”, p. 13
I_{bL}	Corrente consumida pela carga na fase “b”, p. 39
I_b	Corrente de saída na fase “b”, p. 13
I_{cL}	Corrente consumida pela carga na fase “c”, p. 39
I_c	Corrente de saída na fase “c”, p. 13
$I_{d,ref}$	Referência de corrente de eixo direto, p. 18
$I_{q,ref}$	Referência de corrente de eixo em quadratura, p. 18
K_{SOGI}	Ganho utilizado no SOGI-PLL, p. 17
K_i	Ganho integral utilizado no PI, p. 17
K_p	Ganho proporcional utilizado no PI, p. 17
L_f	Indutância de filtragem, p. 8
P	Potência ativa, p. 18
P_{ref}	Potência Ativa de referência, p. 6
Q	Potência reativa, p. 18
Q_{ref}	Potência Reativa de referência, p. 6
R_f	Resistência do filtro indutivo, p. 15

T_s	Período de chaveamento, p. 33
T_{eq}	Constante de tempo equivalente, p. 20
T_{sp}	Intervalo de amostragem, p. 21
V_d	Tensão de eixo direto, p. 10
V_q	Tensão de eixo em quadratura, p. 10
$V_{\phi,p,max}$	Valor de pico máximo da tensão de fase, p. 8
$V_{a,g}$	Tensão na fase “a” da rede principal, p. 13
V_a	Tensão na fase “a” da microrrede, p. 13
$V_{b,g}$	Tensão na fase “b” da rede principal, p. 13
V_b	Tensão na fase “b” da microrrede, p. 13
$V_{c,g}$	Tensão na fase “c” da rede principal, p. 13
$V_{cc,ref}$	Referência para a tensão do elo CC, p. 20
V_{cc}	Tensão do elo CC, p. 8
V_c	Tensão na fase “c” da microrrede, p. 13
$V_{d,0}$	Tensão nominal de eixo direto, p. 20
$V_{d,ref}$	Referência para a tensão de eixo direto, p. 16
$V_{p,ref}$	Tensão de pico de referência, p. 6
$V_{q,ref}$	Referência para a tensão de eixo em quadratura, p. 16
Z_L	Impedância longitudinal, p. 9
ΔV	Diferença de nível entre as tensões, p. 25
Δf	Diferença de frequência entre as tensões, p. 25
$\Delta \theta$	Defasagem entre as tensões, p. 25
$\Delta \theta_0$	Defasagem inicial entre as tensões, p. 64
\mathbf{I}_{abc}	Vetor espacial de corrente, p. 13
\mathbf{V}_{abc}	Vetor espacial de tensão, p. 12

\mathbf{V}_{dq}	Vetor espacial de tensão após transformação de Park, p. 12
δ	Tolerância angular admissível, p. 27
ω	Frequência angular, p. 10
ω_n	Frequência natural, p. 17
ω_{ref}	frequência angular de referência, p. 6
θ	Ângulo de fase, p. 10
θ_{PLL}	Ângulo de fase providenciado pelo PLL, p. 17
θ_{sync}	Ângulo de resincronização, p. 27
ζ	Coefficiente de amortecimento, p. 17
t_{ss}	Tempo de acomodação, p. 17

Lista de Abreviaturas

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> , p. 30
CAR	Conversor Alimentador de Rede, p. 6
CCS	<i>software</i> Code Composer Studio, p. 30
CFR	Conversor Formador de Rede, p. 6
CSR	Conversor de Suporte à Rede, p. 7
FV	Fotovoltaico(a), p. 6
GD	Geração Distribuída, p. 2
PCC	Ponto de Acoplamento Comum, p. 6
PI	Controlador Proporcional-Integral, p. 16
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> , p. 17
PR	Controlador Proporcional-Ressonante, p. 16
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>), p. 8
SF	<i>Synchronous Frame</i> , p. 18
SIN	Sistema Interligado Nacional, p. 2
SOGI	<i>Single Order Generalized Integrator</i> , p. 17
SPWM	PWM tipo seno-triângulo, p. 8
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> , p. 12

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo é feita uma contextualização dos assuntos envolvidos neste trabalho, dadas as motivações para a confecção do mesmo, apresentados seus objetivos e por fim detalhada a forma como está organizado ao longo de cada capítulo.

1.1 Contextualização

O avanço da tecnologia vem permitindo cada vez mais a exploração de recursos para produção de energia elétrica em escala mundial. Considerando que uma das fontes historicamente mais tradicionais é a termelétrica, uma vez que a conversão de energia é feita a partir da queima de combustíveis fósseis como o carvão, tem-se como consequência um aumento na emissão de gases poluentes, principalmente por parte das maiores potências do mundo. Em 2014, a China e os Estados Unidos tiveram emissões de 14.101 milhões de toneladas de CO_2 , respondendo por 43,6% das emissões mundiais, que totalizaram 32.348 milhões de toneladas [1]. Estes índices, juntamente com outros apelos socioambientais e o aumento das políticas de incentivo ao uso de fontes alternativas de energia, vêm acarretando em uma mudança no cenário mundial em termos de matriz energética. O Brasil já apresenta grande parte de sua base energética renovável por conta da parcela hidráulica, representando em 2016 uma geração em torno de 381 GWh, equivalente a aproximadamente 62% da produção total de energia elétrica. Porém, fontes alternativas como a eólica têm encontrado espaço e vêm também crescendo em produção, indo de 21.626 GWh em 2015 para 33.489 GWh em 2016, como pode ser visto na Tabela 1.1. Este aumento do uso de recursos alternativos de energia vem se observando em todo o mundo, porém suas fortes características de variação temporal trazem uma grande quantidade de desafios na implementação do sistema elétrico, principalmente associados à previsão, planejamento e controle [2][3]. Devido a estas mudanças, o setor de distribuição pode ser citado como um dos mais afetados de forma direta, uma vez

Tabela 1.1: Oferta Interna de Energia Elétrica (dados retirados de [1]).

Especificação	(GWh) 2015	(GWh) 2016	(%) 2015	(%) 2016
Hidráulica	359.743	380.911	58,4	61,5
Bagaço de Cana	34.163	35.236	5,5	5,7
Eólica	21.626	33.489	3,5	5,4
Solar	59	85	0,010	0,014
Outras Renováveis	15.074	15.805	2,4	2,6
Óleo	25.657	12.103	4,2	2,0
Gás Natural	79.490	56.485	12,9	9,1
Carvão	18.856	17.001	3,1	2,7
Nuclear	14.734	15.864	2,4	2,6
Outras não Renováveis	11.826	11.920	1,9	1,9
Importação	34.422	40.795	5,6	6,6
Total	615.650	619.693	100,0	100,0

que as fazendas eólicas e solares encontram-se cada vez mais presentes no mesmo¹, gerando modificações tanto em termos estruturais como em termos de parâmetros elétricos do sistema.

Ainda com relação ao sistema de distribuição, o termo Geração Distribuída (GD) é comumente utilizado para qualquer tecnologia de geração de energia elétrica integrada ao mesmo. O termo não deve ser confundido com geração renovável, uma vez que as tecnologias utilizadas como fontes energéticas em GDs podem ser ou não renováveis. Além disso, algumas dessas tecnologias podem, se completamente desenvolvidas, contribuir significativamente para os problemas de poluição do ar [4]. Inicialmente, os três tipos de fonte de energia mais utilizadas eram a hidráulica, térmica e nuclear, porém fatores ambientais como a criação de barragens, emissão de gases do tipo NO_x e altos ruídos durante a operação induziram no aumento do uso de fontes renováveis de energia como solar e a eólica [5]. Uma desvantagem natural destas fontes é consequência de fatores climáticos e sazonais, o que gera uma flutuação considerável na potência gerada e exige, por consequência, uma estrutura hierárquica que possa controlar adequadamente o balanço energético entre geração e carga. Considerando, ainda, que a energia elétrica deve ser fornecida aos consumidores da forma mais confiável e sem intermitência possível, uma vez que o desrespeito em sua entrega e o não atendimento adequado às cargas prevê consequências às distribuidoras [6], surgiu o conceito das chamadas microrredes autônomas. Estas, por sua vez, são redes compostas por diversas GDs controladas de forma estratégica para o atendimento adequado das cargas, o que possibilita também a operação desconectada da rede principal.

¹Ressalta-se aqui que as grandes fazendas eólicas são tratadas diretamente no Sistema Interligado Nacional (SIN).

1.2 Motivação

A operação ilhada de sistemas contendo GDs já é prevista pelas normas internacionais IEEE Std 1547-2003 [7] e IEEE SA 1547.4-2011 [8], sendo um assunto muito discutido também na literatura, tanto em relação ao controle dos conversores quanto das estratégias para o suprimento das cargas [9][10]. Porém, as normas brasileiras ainda não prevêem este tipo de operação, apenas indicando que o inversor deve possuir a função de anti-ilhamento para que não opere desconectado da rede principal [11],[12],[13], sendo um dos motivadores para a confecção deste trabalho. Além disso, um dos tópicos importantes porém pouco difundidos na literatura é o processo de sincronização para reconexão com a rede principal, que gerou interesse no estudo e no desenvolvimento de um algoritmo para tal.

Outra motivação vem da necessidade de uma montagem didática em laboratório para que possam ser testados diferentes algoritmos de controle, permitindo que usuários possam obter de forma mais rápida os seus resultados experimentais.

1.3 Objetivo

O objetivo deste trabalho foi o de projetar e construir um protótipo em escala reduzida de uma microrrede ilhada, detalhando e mostrando por consequência os controles básicos associados em ação. Além disso, foi proposto também um algoritmo para o processo de ressincronização suave com a rede principal, permitindo que as tensões dos sistemas possuam mesma amplitude, frequência e fase antes da reconexão, evitando distúrbios indesejados ao longo do processo.

1.4 Organização

Este trabalho foi organizado em 6 capítulos da seguinte forma: No capítulo 1 são dadas as motivações e objetivos do mesmo. No capítulo 2, é mostrada toda a base teórica necessária para a execução do trabalho, sendo mostradas as definições básicas de uma microrrede, operações dos conversores, topologias, modelos matemáticos e controles tradicionais difundidos na literatura. No capítulo 3, é primeiramente apresentada uma breve revisão bibliográfica referente ao tópico de ressincronização, e em seguida detalhado o algoritmo de controle proposto. No capítulo 4, é detalhada a metodologia utilizada, mostrando o projeto e dimensionamento da microrrede com auxílio de simulações, os dispositivos utilizados, montagens e os passos necessários para a evolução do trabalho. No capítulo 5, são exibidos os resultados experimentais obtidos, tanto em termos das montagens feitas quanto dos dados adquiridos ao longo dos ensaios, além de uma análise aprofundada destes resultados ao longo do processo.

E finalmente no capítulo 6 é feita a conclusão, resumindo primeiramente os pontos atingidos com o trabalho, em seguida dissertando sobre a qualidade dos resultados obtidos, e por fim sugestões para trabalhos futuros.

1.5 Contribuições para a literatura

Deve-se ressaltar que este trabalho gerou uma publicação no VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos [14], onde os resultados de simulação via *hardware-in-the-loop* do algoritmo proposto foram apresentados para um caso similar de aplicação. Além disso, um artigo contendo os resultados experimentais obtidos ao longo deste trabalho será, ainda, submetido a um periódico científico.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

Neste capítulo são mostrados os aspectos teóricos relacionados ao trabalho, começando primeiramente com as definições básicas relacionadas à estrutura de uma microrrede, comentando sobre as fontes primárias de energia utilizadas em cada um dos tipos de conversores que a compõe, passando em seguida para a transformada de Park, que é uma ferramenta matemática importantíssima e utilizada nos controles dos conversores estáticos usados nas GDs, e chegando finalmente às malhas de controle em si.

2.1 Definições básicas de uma microrrede

Uma microrrede é conceitualmente uma rede em pequena escala em termos de potência¹. Esta por sua vez é composta por sistemas de GD, cargas eletricamente interconectadas e hierarquicamente controladas, e opcionalmente por elementos armazenadores de energia elétrica, com a capacidade de operar tanto conectada à rede principal como em modo de ilhamento intencional [16]. Considerando a ascensão das fontes renováveis de energia como solar e eólica, sua utilização como fontes primárias na geração vêm sendo cada vez mais comum. Não apenas devido ao apelo ambiental, mas também pela possibilidade de ocupar menores espaços se comparadas às centrais geradoras típicas, o que permite sua implementação em diversos locais da microrrede, facilitando também a conexão com os outros pontos do sistema [17]. Entretanto, suas características naturais de intermitência exigem que outras formas de geração coexistam na microrrede para assegurar uma operação confiável, como as térmicas por exemplo, e além disso é conveniente a utilização de armazenadores de energia como bancos de bateria. Cada uma dessas fontes citadas possui uma característica que as torna mais interessante para um tipo de operação do conversor, como será detalhado a seguir.

¹Segundo [15], um número prático seria entre 10 e 50 MW.

2.1.1 Conversor Formador de Rede (CFR)

Como o próprio nome sugere, este conversor deve formar a rede, ou seja, providenciar uma tensão alternada regulada em termos de valor de pico e frequência. A Figura 2.1 ilustra de forma simplificada este tipo de operação, onde o controle recebe como entradas as referências de frequência ω_{ref} e tensão $V_{p,ref}$, e devido à sua atuação em malha fechada, faz com que o conversor seja visto pelo ponto de acoplamento comum (PCC) como uma fonte de tensão regulada atrás de uma pequena impedância. Deve-se mencionar que a ação deste conversor é a que permite que outros tipos de conversores possam operar, uma vez que estes necessitam de uma referência de tensão para o processo de sincronismo. Em aplicações típicas, são utilizadas no lado CC deste conversor fontes estáveis de tensão como baterias, células a combustível ou outra fonte primária convencional [16].

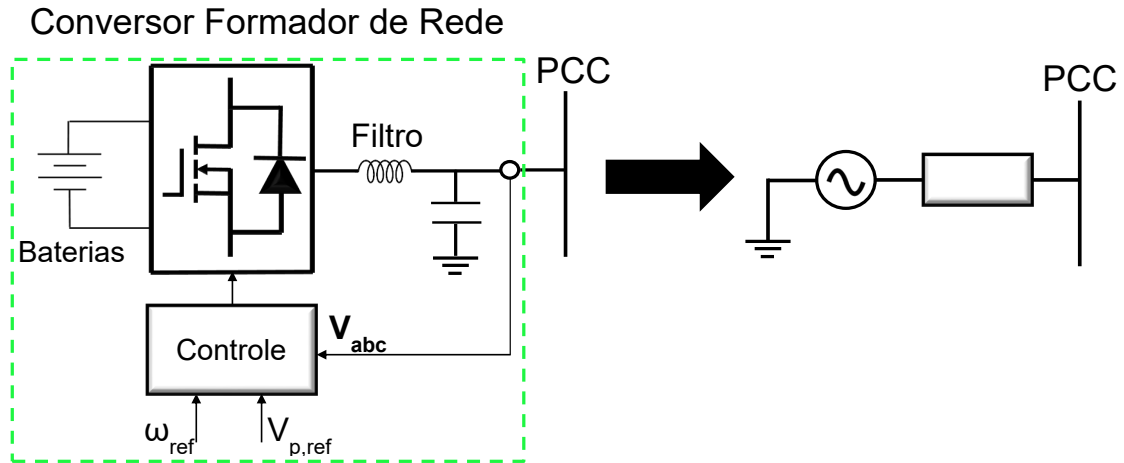


Figura 2.1: Circuito equivalente de um CFR.

2.1.2 Conversor Alimentador de Rede (CAR)

Este conversor opera injetando potência na rede de acordo com a disponibilidade energética da fonte primária utilizada. Como ilustrado na Figura 2.2, o controle recebe referências de potência ativa P_{ref} e reativa Q_{ref} , e devido à sua atuação em malha fechada, faz com que o conversor seja visto pelo PCC como uma fonte de corrente em paralelo com uma elevada impedância. A maior parte dos conversores existentes em microrredes são na verdade alimentadores, e operam utilizando energia solar fotovoltaica (FV) ou eólica como fontes primárias [18]. Como mencionado no item anterior, estes conversores necessitam de uma referência de tensão da rede para conseguirem operar, devendo existir um formador de rede, no caso de operação ilhada, ou então conexão direta com a rede principal em caso de operação conectada.

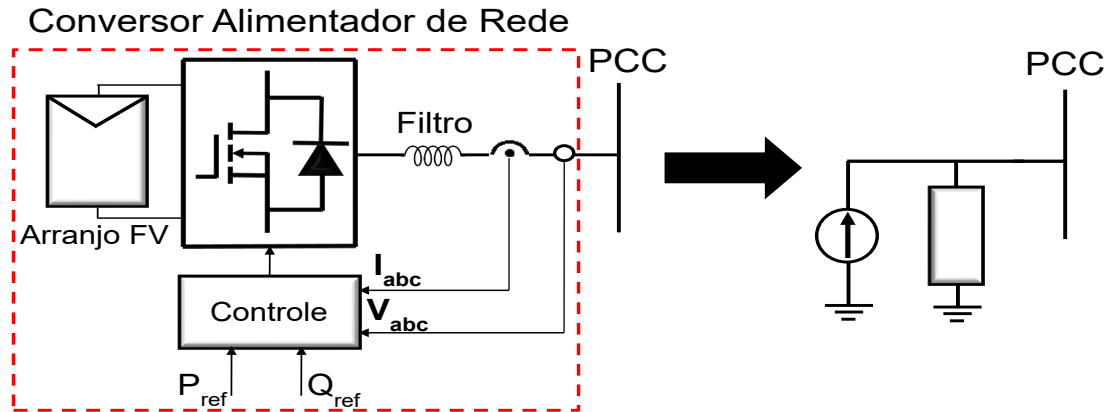


Figura 2.2: Circuito equivalente de um CAR.

2.1.3 Conversor de Suporte à Rede (CSR)

A função deste conversor é a de auxiliar a rede na regulação dos valores de tensão e frequência, sendo consequência da troca de potência ativa e reativa com a mesma. Para isto, pode ser efetuado um controle do tipo fonte de tensão ou do tipo fonte de corrente, cujos equivalentes podem ser vistos na Figura 2.3, onde a tensão de saída do conversor no primeiro caso, ou corrente de saída no segundo caso, são reguladas para que os níveis de frequência e tensão da rede permaneçam próximos dos nominais [16]. A literatura apresenta alguns métodos e possibilidades de controle para este tipo de conversor, como pode ser visto em [19], porém não sendo um dos focos deste trabalho. A fonte primária usual para este conversor é o banco de baterias devido à possibilidade de armazenamento e liberação de energia conforme a necessidade.

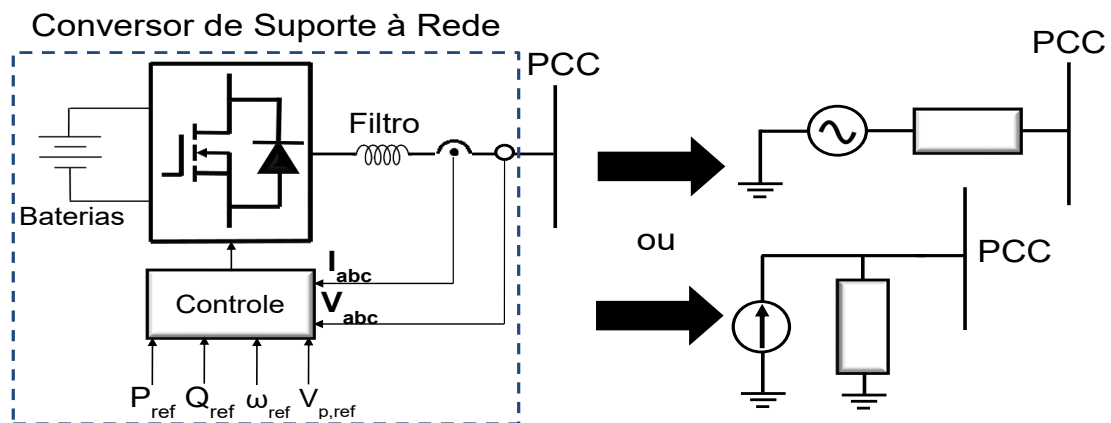


Figura 2.3: Circuitos equivalentes de um CSR para um controle tipo fonte de tensão ou tipo fonte de corrente.

2.1.4 Topologia padrão de um inversor eletrônico

Nas seções anteriores foram vistos modos de operação para o inversor, introduzindo apenas uma filosofia de controle dos mesmos. É necessário, entretanto, fornecer um tipo de topologia na qual os controles serão aplicados. A Figura 2.4 apresenta esta topologia, comumente utilizada nos inversores para aplicação industrial e em sistemas de geração com um nível de potência a partir de 2 kW [20]. A parte mais à esquerda da figura apresenta o elo CC, que mantém a tensão necessária para que o conversor possa sintetizar suas tensões e correntes de acordo com o controle. Em seguida está a ponte com as chaves semicondutoras, que neste caso são MOSFETs de potência, porém na prática poderiam ser também IGBTs². E na saída do conversor há uma filtragem passiva através de um conjunto com indutância L_f e capacitância C_f , cujo comportamento passa-baixas permite que os harmônicos de frequência elevada, gerados pela operação do inversor, sejam eliminados. Uma forma convencional para o acionamento das chaves é através da modulação por largura de pulso (PWM), onde é comparado um sinal de controle com um sinal portador de frequência elevada, gerando um sinal modulado que liga a chave quando em estado alto e a abre quando em estado baixo. Um detalhe importante na especificação dos conversores é a relação entre o valor **máximo** de pico da fundamental da tensão de fase na saída do conversor, $V_{\phi,p,max}$, e a tensão CC V_{cc} . Ao utilizar uma modulação do tipo seno-triângulo (SPWM), na região linear, esta relação deve ser [23]:

$$V_{\phi,p,max} = \frac{V_{cc}}{2}. \quad (2.1)$$

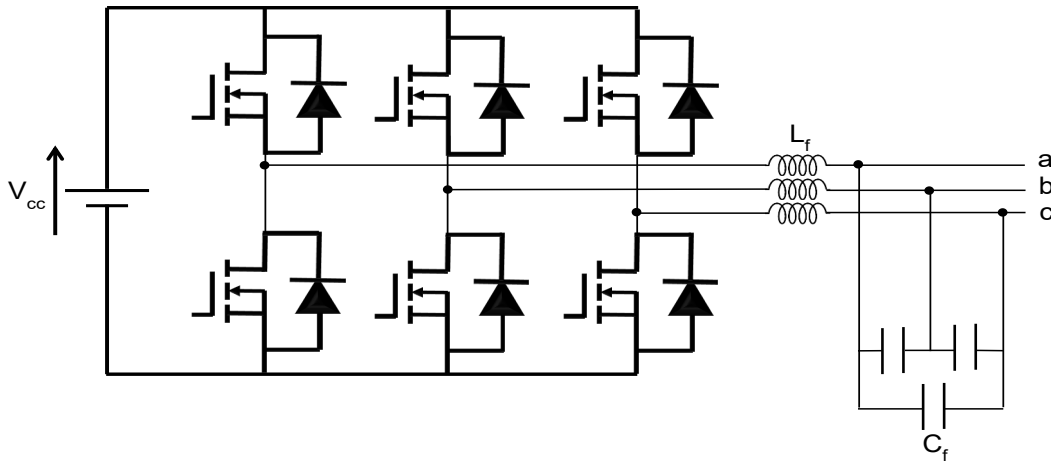


Figura 2.4: Topologia padrão de um inversor eletrônico

²Segundo [21][22], os MOSFETs SiC vêm se mostrando superiores aos IGBTs Si em termos de perdas sob temperatura e frequência elevadas, podendo vir a predominar principalmente neste nicho de aplicações.

2.1.5 Topologia de uma Microrrede

Com os modos de operação dos conversores apresentados anteriormente, e tomando-se como base a topologia típica de conversor mostrada, resta fornecer um modelo de microrrede onde todos os elementos que a compõem estejam interconectados de maneira típica. A Figura 2.5 apresenta um padrão comumente utilizado na literatura [24][25], onde os conjuntos de arranjo fotovoltaico com inversor eletrônico, e gerador eólico com inversor eletrônico, podem representar os alimentadores de rede, um conjunto de baterias com inversor eletrônico pode representar o conversor formador de rede, e o outro conjunto de baterias com inversor eletrônico pode representar o conversor de suporte. Deve-se ressaltar que os conversores alimentadores de rede apresentam-se usualmente distribuídos ao longo da microrrede, uma vez que seu intuito principal é o de injetar potência localmente, e como consequência, coexistem em operação numa quantidade maior que a dos outros conversores presentes na microrrede.

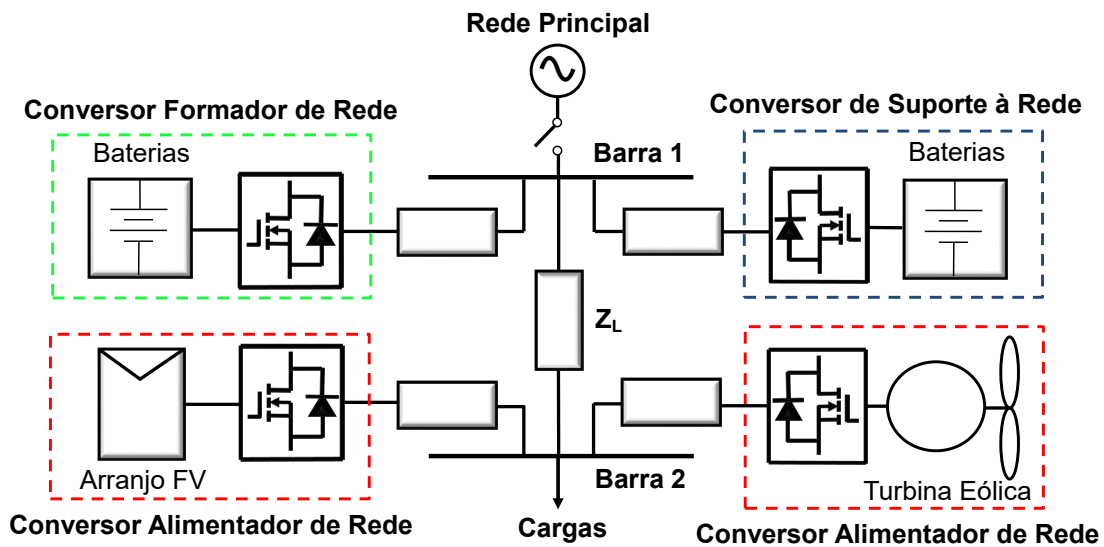


Figura 2.5: Topologia padrão de uma microrrede

2.1.6 Características e previsões da operação ilhada

Como mencionado anteriormente, as normas internacionais já prevêem condições e características para a operação ilhada das microrredes. Uma das principais vantagens deste tipo de operação é permitir que a demanda de energia elétrica continue sendo suprida às cargas locais mesmo durante eventos de contingência, o que aumenta a operabilidade da rede elétrica como um todo. Entretanto, a maior parte dos operadores de distribuição e transmissão do sistema ainda não permitem a operação

ilhada, alegando a possibilidade de riscos em operações de reparo, possibilidade de causar danos aos equipamentos do usuário final devido a variações de frequência e tensão em relação aos seus respectivos valores nominais, e dificuldades na reconexão da rede principal com uma ilha ativa não sincronizada. Porém, é previsto que ocorra uma diminuição com o tempo das normas regulamentadoras que apresentam o anti ilhamento como uma característica mandatória dos sistemas, apresentando cada vez mais espaço para a implementação de ilhas ao longo do sistema de distribuição, uma vez que as técnicas de controle para o gerenciamento de sistemas de geração distribuída melhoram cada vez mais [16],[26],[27],[28].

2.2 Referencial Síncrono - Transformada de Park

A transformada de Park é uma ferramenta matemática inicialmente criada para a análise de máquinas trifásicas. Porém, devido à sua utilidade, passou a ser usada em diversos tipos de controle associados à área de eletrônica de potência. A Figura 2.6 representa fisicamente esta transformação, onde os eixos **a**, **b**, **c** podem conter, respectivamente, as componentes instantâneas das tensões trifásicas $V_a(t)$, $V_b(t)$ e $V_c(t)$ do sistema, e os eixos **d** e **q** compõem o referencial síncrono, possuindo como componentes a tensão de eixo direto $V_d(t)$ e a tensão de eixo em quadratura $V_q(t)$, respectivamente. Nota-se que o referencial síncrono se encontra girando em relação ao referencial estacionário $\alpha\beta$ a uma frequência ω [29]. As componentes podem ser expressas então, como:

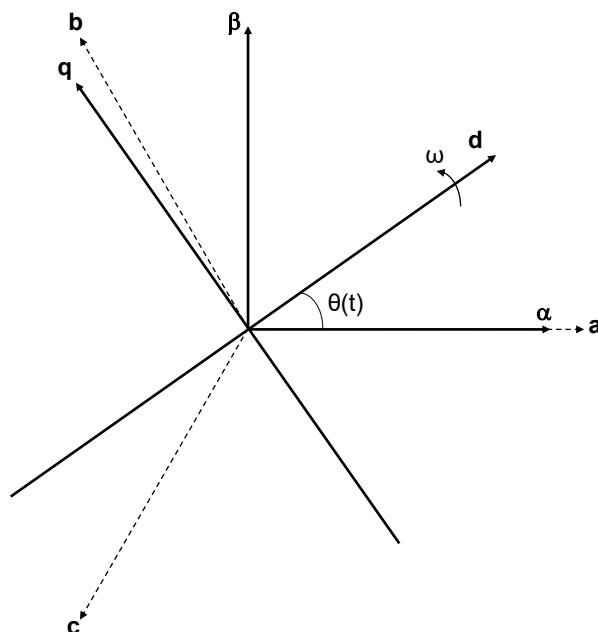


Figura 2.6: Transformação de Park

$$V_d(t) = V_a(t) \cos(\theta(t)) + V_b(t) \cos(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}) + V_c(t) \cos(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}), \quad (2.2)$$

$$V_q(t) = -V_a(t) \sin(\theta(t)) - V_b(t) \sin(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}) - V_c(t) \sin(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}), \quad (2.3)$$

onde:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\xi) d\xi. \quad (2.4)$$

Fazendo-se $V_a(t) = V_p \sin(\omega_1 t)$, $V_b(t) = V_p \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3})$, $V_c(t) = V_p \sin(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3})$ e $\theta(t) = \omega_1 t$, as equações anteriores se reduzem a:

$$\begin{aligned} V_d(t) &= 0, \\ V_q(t) &= -\frac{3}{2} V_p. \end{aligned}$$

De forma que para um sistema trifásico balanceado e em regime permanente, as projeções no referencial síncrono são constantes. Esta propriedade possui uma série de vantagens em termos de controle, como será visto mais à frente. Uma observação importante é que, em diversas literaturas e *softwares* de simulação, a transformada de Park é feita utilizando um fator de escala $\frac{2}{3}$, que permite que a amplitude dos sinais trifásicos de entrada se reflita exatamente no valor constante observado em V_d e V_q . Neste trabalho, todas as citações envolvendo a transformada de Park estarão considerando este fator. Vale ressaltar também que apesar da análise anterior ter focado nas tensões, é igualmente válida para quaisquer grandezas trifásicas, como por exemplo as correntes.

2.2.1 Utilização de apenas duas tensões de linha

Em sistemas elétricos a 3 fios, onde não há acesso direto a uma quarta referência como o neutro, é comum serem utilizadas medições baseadas nas tensões de linha. Considerando que são medidas, por exemplo, as tensões $V_{ac}(t) = V_a(t) - V_c(t)$ e $V_{bc}(t) = V_b(t) - V_c(t)$, as Equações (2.2) e (2.3) podem ser reescritas como se segue:

$$V_d(t) = V_{ac}(t) \cos(\theta(t)) + V_{bc}(t) \cos(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}), \quad (2.5)$$

$$V_q(t) = -V_{ac}(t) \sin(\theta(t)) - V_{bc}(t) \sin(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}). \quad (2.6)$$

Note que como este resultado partiu da utilização inicial de três tensões de fase, os valores das componentes de eixo direto e em quadratura serão exatamente idênticos aos encontrados na seção anterior para um mesmo ângulo $\theta(t)$.

2.2.2 Notação por vetor espacial

Algumas literaturas como [30] adotam a notação de vetor espacial, a fim de facilitar o equacionamento matemático gerado pela transformação de Park. Neste caso, é definido primeiramente um vetor espacial $\mathbf{V}_{abc}(t)$ cuja relação com suas componentes $V_a(t)$ na fase a, $V_b(t)$ na fase b, e $V_c(t)$ na fase c, é:

$$\mathbf{V}_{abc}(t) = V_a(t) e^{j0} + V_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c(t) e^{j\frac{-2\pi}{3}}. \quad (2.7)$$

Sendo por sua vez um número complexo e possuindo a informação intrínseca das tensões em cada fase. Já o vetor espacial no referencial síncrono pode ser escrito como:

$$\mathbf{V}_{dq}(t) = V_d(t) + jV_q(t). \quad (2.8)$$

Substituindo-se (2.2) e (2.3) em (2.8), e utilizando-se da identidade de Euler:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{dq}(t) &= V_a(t) e^{-j\theta(t)} + V_b(t) e^{-j(\theta(t) - \frac{2\pi}{3})} + V_c(t) e^{-j(\theta(t) + \frac{2\pi}{3})}, \\ \mathbf{V}_{dq}(t) &= V_a(t) e^{j0} e^{-j\theta(t)} + V_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{-j\theta(t)} + V_c(t) e^{j\frac{-2\pi}{3}} e^{-j\theta(t)}, \\ \mathbf{V}_{dq}(t) &= \mathbf{V}_{abc}(t) e^{-j\theta(t)}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Sendo então a transformação de Park assim representada utilizando-se o conceito de vetor espacial.

2.3 Modelo Dinâmico da Interação entre Conversor e Rede no Referencial Síncrono

Um aspecto importante a ser abordado antes de se analisar os controles é o modelo matemático utilizado para representar a dinâmica entre o conversor fonte de tensão (VSC) e a rede na qual o mesmo está conectado. A Figura 2.7 representa o diagrama unifilar do sistema em questão, onde foi utilizada uma topologia comum em sistemas fotovoltaicos, mas que para o intuito deste estudo poderia ser qualquer tipo de alimentação CC. Primeiramente é montado o sistema de equações de circuito referente a cada fase:

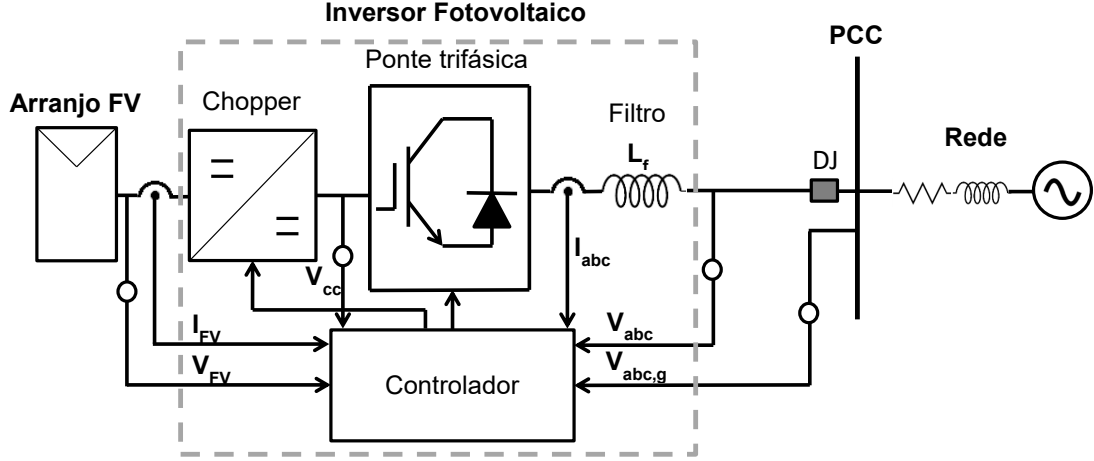


Figura 2.7: Sistema formado pelo conversor VSC conectado à rede

$$V_a(t) - V_{a,g}(t) = L_f \frac{dI_a(t)}{dt}, \quad (2.10)$$

$$V_b(t) - V_{b,g}(t) = L_f \frac{dI_b(t)}{dt}, \quad (2.11)$$

$$V_c(t) - V_{c,g}(t) = L_f \frac{dI_c(t)}{dt}. \quad (2.12)$$

Em seguida, multiplicando-se (2.10) por e^{j0} , (2.11) por $e^{j\frac{2\pi}{3}}$, (2.12) por $e^{j\frac{-2\pi}{3}}$, e somando-se os resultados, encontra-se a seguinte equação escrita em notação de vetor espacial [29]:

$$\mathbf{V}_{abc}(t) - \mathbf{V}_{abc,g}(t) = L_f \frac{d\mathbf{I}_{abc}(t)}{dt}.$$

Utilizando-se a Equação (2.9):

$$\mathbf{V}_{dq}(t) e^{j\theta(t)} - \mathbf{V}_{dq,g}(t) e^{j\theta(t)} = L_f \frac{d(\mathbf{I}_{dq}(t) e^{j\theta(t)})}{dt},$$

$$\mathbf{V}_{dq}(t) e^{j\theta(t)} - \mathbf{V}_{dq,g}(t) e^{j\theta(t)} = L_f \frac{d\mathbf{I}_{dq}(t)}{dt} e^{j\theta(t)} + jL_f \frac{d\theta(t)}{dt} \mathbf{I}_{dq}(t) e^{j\theta(t)},$$

$$\mathbf{V}_{dq}(t) - \mathbf{V}_{dq,g}(t) = L_f \frac{d\mathbf{I}_{dq}(t)}{dt} + jL_f \omega \mathbf{I}_{dq}(t).$$

Separando-se em partes real e imaginária:

$$V_d(t) - V_{d,g}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} - \omega L_f I_q(t), \quad (2.13)$$

$$V_q(t) - V_{q,g}(t) = L_f \frac{dI_q(t)}{dt} + \omega L_f I_d(t). \quad (2.14)$$

As Equações (2.13) e (2.14) apresentam, portanto, um modelo dinâmico para a interação entre o conversor e a rede no referencial síncrono, sendo amplamente difundido na literatura [29][31][32] e comumente representado em diagrama de blocos como mostrado na Figura 2.8. Nota-se, entretanto, que um fator que adiciona complexidade neste modelo é a existência de um acoplamento entre as equações. Este, entretanto, pode ser negligenciado na representação da planta, como mostrado na Figura 2.9, desde que a rede não tenha características excepcionalmente fracas [33], facilitando o projeto dos controladores. Entretanto, um termo de *feed-forward* de tensão é comumente adicionado para auxiliar no desempenho dinâmico da malha de controle, possuindo ainda uma contribuição maior para a estabilidade da malha do que a consideração do efeito de acoplamento mencionado anteriormente. Ressalta-se que nesta análise foi apenas considerada uma indutância entre o conversor e a rede por questões de simplicidade, porém os efeitos de uma resistência em série ou de uma capacitância em paralelo podem ser facilmente adicionados bastando modificar as Equações (2.10),(2.11) e (2.12) de acordo. A Figura 2.10 apresenta os modelos matemáticos obtidos com estas modificações, onde a planta com filtro RL será utilizada na etapa de projeto do alimentador de rede, devido ao controle de corrente, e a planta com filtro RLC na etapa de projeto do formador de rede, devido ao controle de tensão.

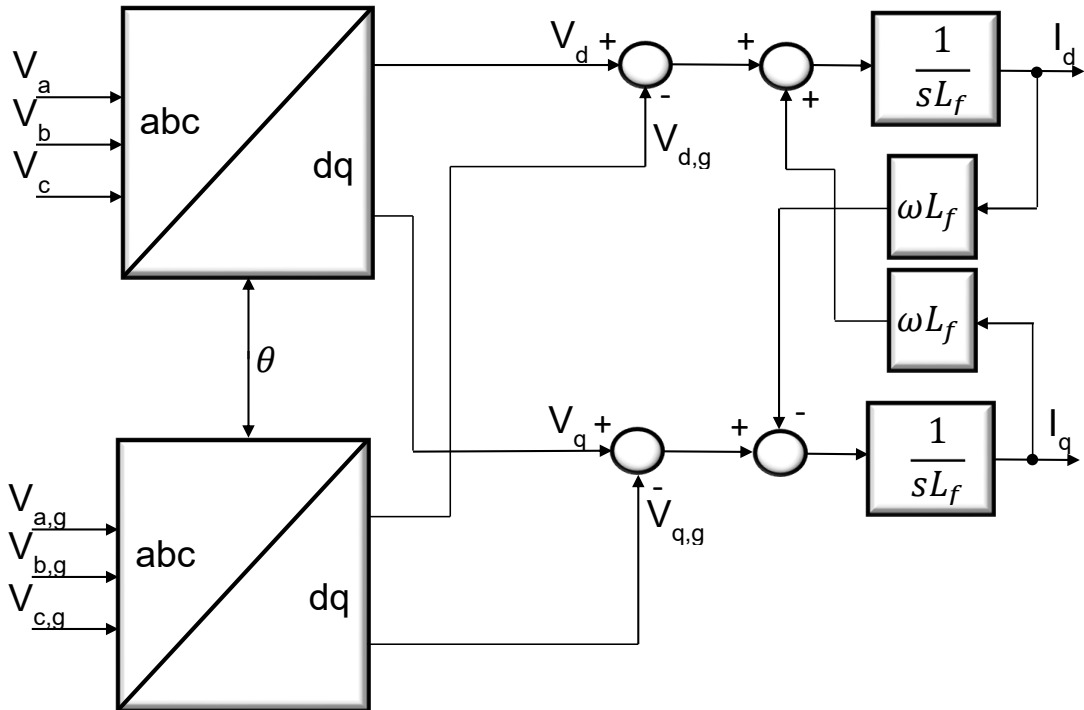


Figura 2.8: Modelo da interação entre o VSC e a rede no referencial síncrono.

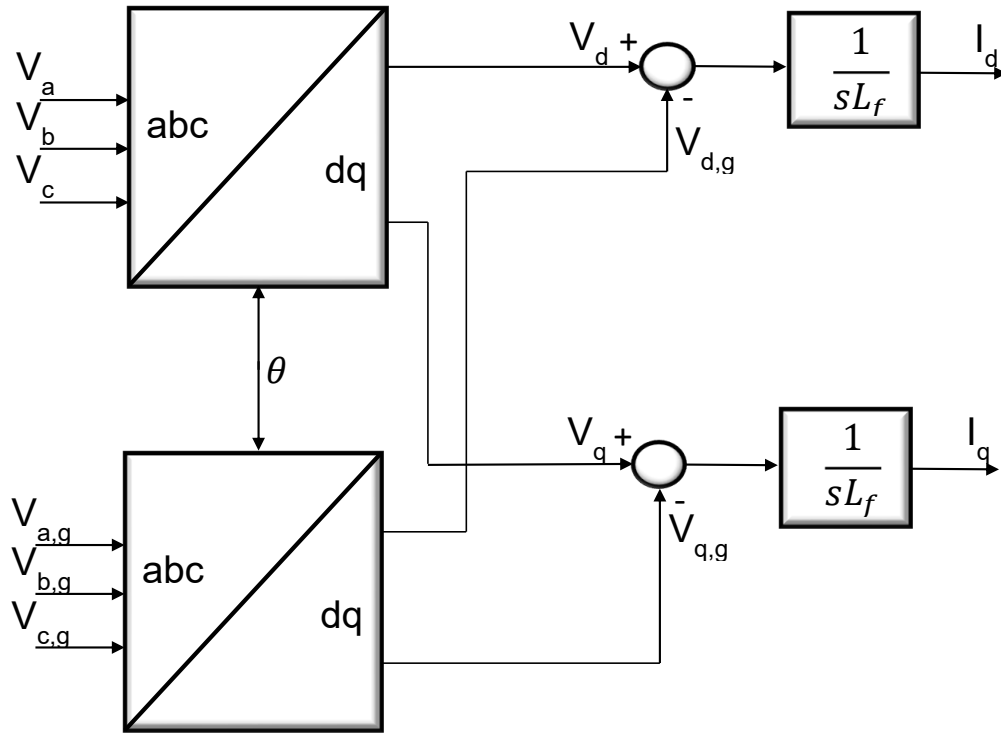


Figura 2.9: Modelo desacoplado da interação entre o VSC e a rede no referencial síncrono.

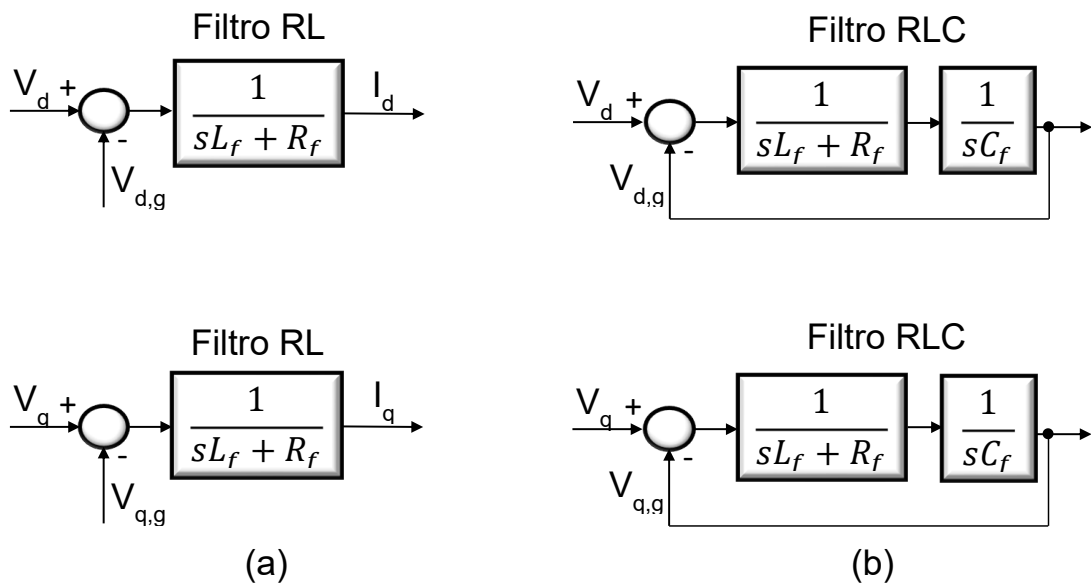


Figura 2.10: Modelos matemáticos desacoplados considerando filtros RL (a) e RLC (b).

2.4 Tipos de Controle Utilizados

2.4.1 Controle de tensão e frequência

Um dos controles mais difundidos na literatura é feito utilizando o referencial síncrono [29][32]. Neste controle, é dada uma referência para as tensões de eixo direto V_d e de eixo em quadratura V_q , sendo estas as projeções obtidas através da transformada de Park nas tensões da rede. A vantagem da utilização deste tipo de controle é que não há a necessidade da utilização de controladores do tipo Proporcional-Ressonante (PR), uma vez que em regime permanente um sistema trifásico balanceado apresenta projeções de eixo direto e quadratura constantes como mostrado na Seção 2.2. Isto permite a utilização de um controlador Proporcional-Integral (PI), que provê erro zero em regime permanente quando rastreia degraus de referência. O diagrama de blocos da Figura 2.11 exibe o controle mencionado, onde ao fim da malha de controle são dadas referências para a modulação SPWM, e gerados os sinais para as chaves semicondutoras. Deve-se mencionar que as referências $V_{d,ref}$ e $V_{q,ref}$ dadas para o controle influenciam diretamente no valor de pico das tensões de saída do inversor, e ω_{ref} na frequência das mesmas. Além disso, o ângulo θ utilizado para as transformadas de Park depende do modo de operação. No modo ilhado, o mesmo é gerado simplesmente pela integração de uma frequência de referência, e durante o modo conectado, o mesmo é obtido através de um controle de sincronização.

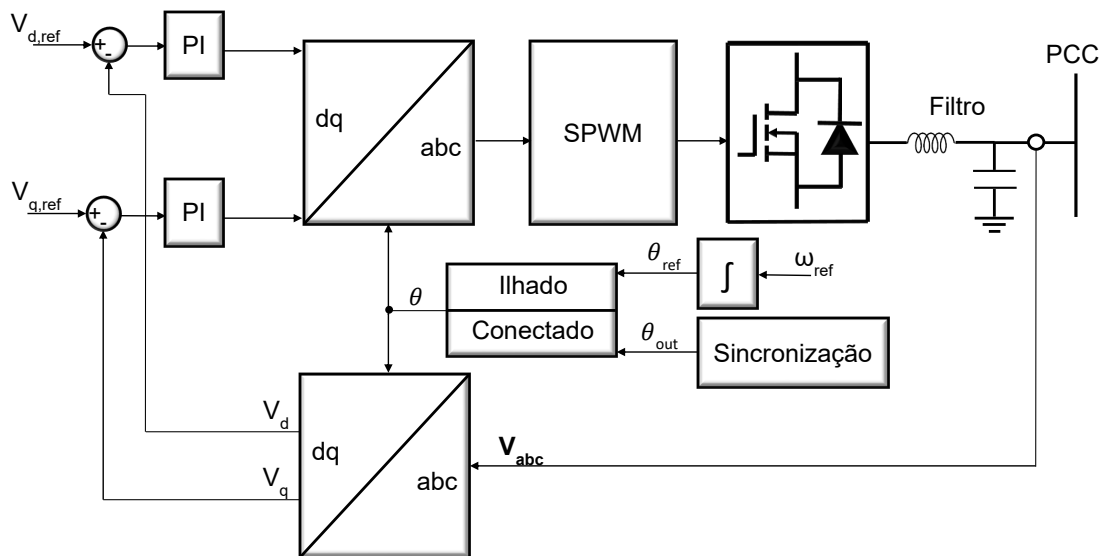


Figura 2.11: Malha de controle de tensão

2.4.2 Sincronização via *Phase-Locked Loop*(PLL)

Apesar de terem começado como circuitos analógicos para utilização na área de telecomunicações, os PLLs atualmente são utilizados como algoritmos para a sincronização e detecção de frequência de sistemas. A literatura apresenta uma grande quantidade de algoritmos com esta finalidade [32][34], alguns para o caso monofásico e outros para o caso trifásico. Como exemplo de algoritmo de sincronização monofásico, temos a malha de controle do SOGI-PLL exibida na Figura 2.12, tratando-se de um sistema com dupla realimentação. A frequência ω é realimentada para a geração de um sinal em quadratura com a entrada, e o ângulo de fase θ_{PLL} realimentado na transformada de Park, que com o auxílio de um simples controlador PI, pode zerar a componente V_q e permitir o rastreamento.

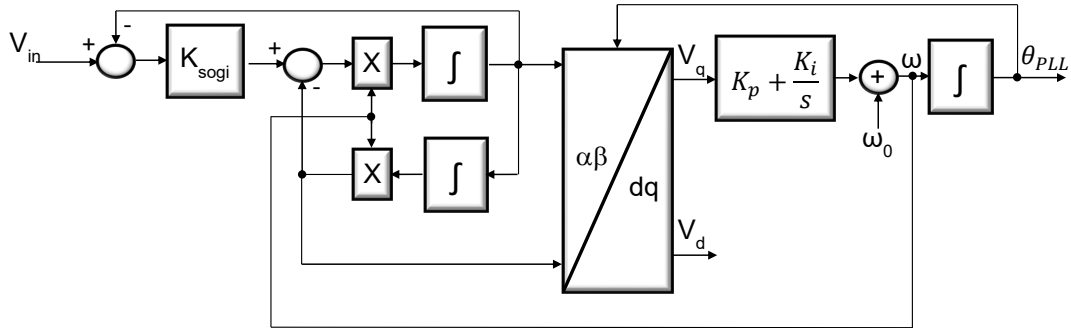


Figura 2.12: Algoritmo de sincronização SOGI-PLL.

Os ganhos utilizados podem ser obtidos através das metodologias descritas em [32] [35], que podem ser resumidas nas seguintes equações:

$$K_{SOGI} = \frac{9,2}{t_{ss}\omega_0}, \quad (2.15)$$

$$K_p = 2\zeta\omega_n, \quad (2.16)$$

$$K_i = \omega_n^2, \quad (2.17)$$

$$t_{ss} = \frac{4,6}{\zeta\omega_n}, \quad (2.18)$$

onde t_{ss} é o tempo de acomodação da resposta, ω_0 a frequência angular esperada para a rede com a qual se deseja sincronizar, ζ o coeficiente de amortecimento da resposta, e ω_n a frequência natural do sistema [36].

Já para o caso de sincronização trifásico, é exemplificado o SF-PLL, cujo algoritmo é mostrado na Figura 2.13. Neste controle não é necessária a síntese de um sinal em quadratura, uma vez que um sistema trifásico balanceado já possui naturalmente componentes $\alpha\beta$ a 90° [29], de forma que apenas é feita a realimentação

do ângulo θ_{PLL} na transformada de Park, possibilitando em seguida que o controlador PI faça a componente V_q ir a zero em regime permanente, assim como no método de sincronismo anterior. Para o projeto dos ganhos do controlador, podem ser utilizadas as Equações (2.16),(2.17) e (2.18) já mencionadas anteriormente.

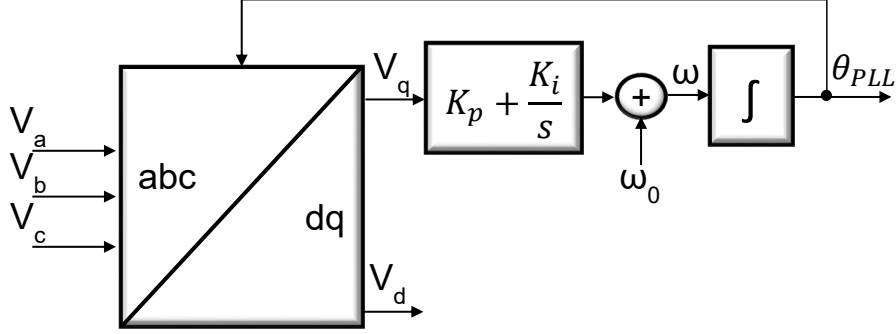


Figura 2.13: Algoritmo de sincronização SF-PLL

2.4.3 Controle de potência ativa e reativa

Para o controle de potência de saída do conversor, utilizado nos CAR, primeiramente é feita uma malha de controle de corrente, também no referencial síncrono com auxílio da transformada de Park. A Figura 2.14 exhibe o diagrama, bastante similar ao controle de tensão da Figura 2.11, porém com referências de corrente ao invés de tensão, e com a utilização do ângulo θ_{PLL} obtido pela sincronização através do SF-PLL. Este controle de corrente tem como consequência imediata o controle de potência, uma vez que estas grandezas se relacionam da seguinte forma [32]:

$$P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q), \quad (2.19)$$

$$Q = \frac{3}{2}(V_q I_d - V_d I_q), \quad (2.20)$$

onde P e Q representam, respectivamente, as potências ativa e reativa geradas em função das tensões e correntes. Para os casos de PLL exemplificados anteriormente, onde se esteja zerando a componente V_q com o controle, as Equações (2.19) e (2.20) se reduzem a:

$$P = \frac{3}{2}V_d I_d, \quad (2.21)$$

$$Q = -\frac{3}{2}V_d I_q. \quad (2.22)$$

De forma que como a tensão é regulada pelo CFR, os ajustes nas correntes I_d e I_q afetam, respectivamente, as potências ativa e reativa geradas.

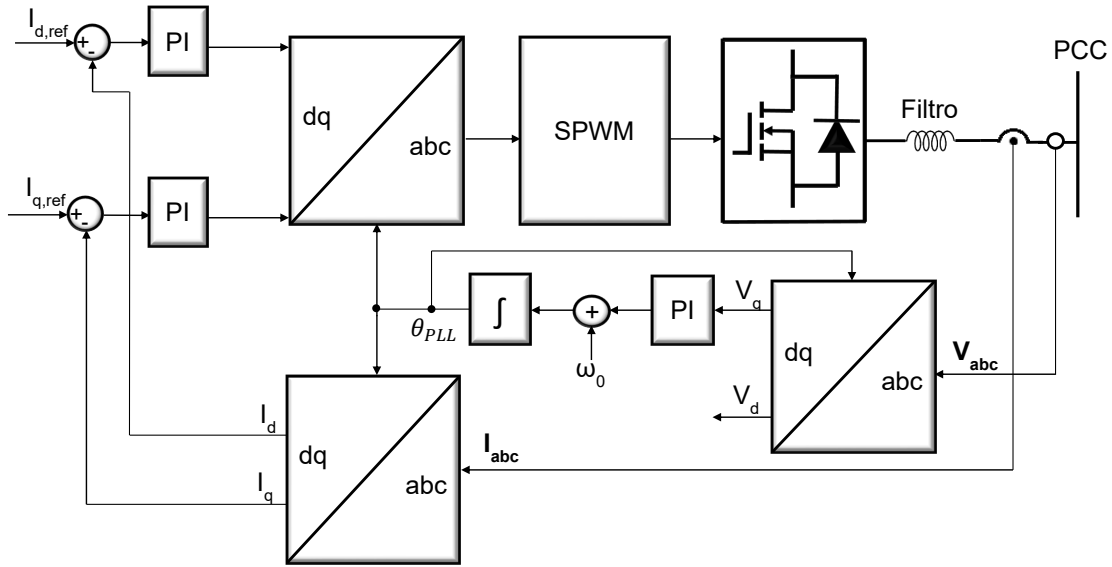


Figura 2.14: Malha de controle de corrente

2.4.4 Dinâmica e controle da tensão no elo CC do conversor

Tomando-se a topologia apresentada na Figura. 2.15, a tensão V_{cc} sobre o capacitor do elo CC deve ser tal que permita a sintetização das tensões e correntes de saída do conversor, como indicado pela Equação (2.1). Perceba que caso o capacitor fosse substituído por uma fonte de tensão ou um equivalente de baterias, este controle de tensão não seria necessário, uma vez que a dinâmica da tensão CC deixa de existir. Utilizando-se da teoria apresentada na seção anterior sobre o controle de potência ativa e reativa, e sabendo-se que o elo CC é responsável apenas pela parcela de potência ativa, é de se esperar que a regulagem da tensão CC esteja relacionada à corrente I_d . Assim, é possível escrever a seguinte equação de balanço de potência:

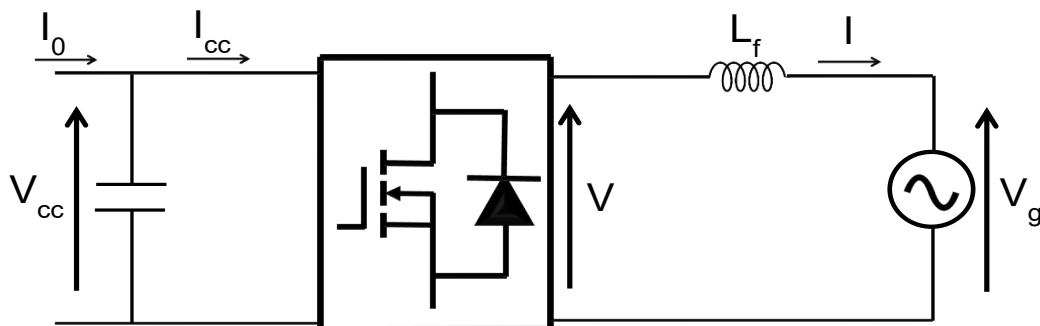


Figura 2.15: Topologia para análise da dinâmica no elo CC

$$V_{cc}(t)I_{cc}(t) = \frac{3}{2}V_d(t)I_d(t), \quad (2.23)$$

que relaciona as grandezas do lado CC com as grandezas do lado CA no referencial síncrono. Veja então que deve ser possível montar uma malha de controle como a mostrada na Figura 2.16, onde se dá uma referência para a tensão no elo CC, e um regulador PI emite uma corrente de referência $I_{d,ref}$ que vai para o controle de corrente da Figura 2.14, formando um controle em cascata.

Entretanto, a dinâmica do elo CC deve ser mais profundamente analisada para então se chegar a uma modelagem matemática adequada para este controle em cascata. Da Figura 2.15, pode-se escrever a seguinte equação de circuito:

$$C \frac{dV_{cc}(t)}{dt} = I_0(t) - I_{cc}(t). \quad (2.24)$$

Substituindo-se (2.23) em (2.24):

$$C \frac{dV_{cc}(t)}{dt} = I_0(t) - \frac{3}{2} \frac{V_d(t)}{V_{cc}(t)} I_d(t). \quad (2.25)$$

Entretanto, nota-se que esta é uma equação não linear entre a tensão CC $V_{cc}(t)$ e a corrente $I_d(t)$. Fazendo-se um processo de linearização assim como em [37],[38]:

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_d(s)} = -\frac{3}{2} \frac{V_{d,0}}{V_{cc,ref}} \frac{1}{sC}, \quad (2.26)$$

onde $V_{d,0}$ é o valor operacional da tensão CA no referencial síncrono, e $V_{cc,ref}$ é a referencia para o valor de tensão CC a ser controlado.

A malha de controle para análise pode ser então representada como na Figura 2.17, onde o controle de tensão CC é o mais externo, e a malha de controle de corrente é representada internamente como uma função de transferência de primeira ordem, possuindo ganho unitário uma vez que a mesma possui um controlador PI que tende a zerar o erro de regime permanente, e uma constante de tempo equivalente T_{eq} , que pode ser aproximada como o dobro do atraso gerado pelo chaveamento

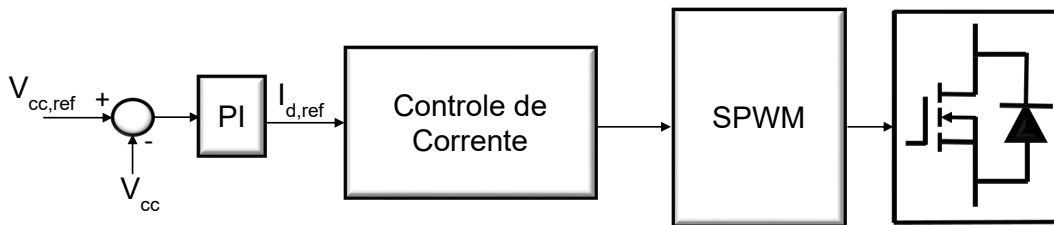


Figura 2.16: Controle de tensão CC em cascata com a malha de corrente.

do conversor [37][38]. Menciona-se que o controlador $G_{V_{cc}}(s)$ pode ser então projetado utilizando os métodos de amplitude e simetria ótima descritos em [39], uma vez que a planta a ser controlada pôde ser modelada como um sistema de primeira ordem com uma constante de tempo pequena, seguido por um sistema mais lento, que neste caso é composto por um integrador, satisfazendo as condições para aplicação dos métodos. Além disso, é comum utilizar os parâmetros contidos nesta malha de controle em pu, e implementar termos de *feed-forward*, assim como detalhado em [37], com o intuito de melhorar a dinâmica e facilitar no ajuste dos ganhos.

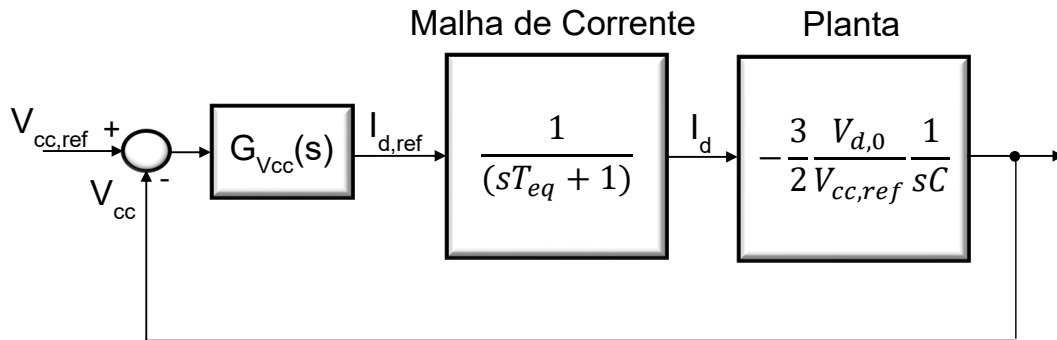


Figura 2.17: Malha de controle de tensão CC para análise.

2.5 Conversão de controladores analógicos para digitais

2.5.1 Regras de discretização

Com o avanço da eletrônica e o barateamento na produção dos microprocessadores, sua utilização no processo de análise e controle ficou cada vez mais comum em diversas áreas da indústria. O processo de conversão de um controlador analógico para digital pode ser resumido em utilizar um código fonte, por sua vez executado a cada intervalo de amostragem T_{sp} , que represente da forma mais exata possível o comportamento exibido pelo mesmo. Para isto, primeiramente é tomada a função de transferência contínua $G(s)$ que representa o controlador, e em seguida feita sua conversão para digital $G(z)$ através de alguma regra de discretização [40]:

- Diferença Progressiva: $s = \frac{z - 1}{T_{sp}}$, também conhecido como Método Progressivo de Euler;

- Diferença Regressiva: $s = \frac{z-1}{T_{sp}z}$, também conhecido como Método Regressivo de Euler;
- Transformação Bilinear: $s = \frac{2(z-1)}{T_{sp}(z+1)}$, também conhecido como Método de Tustin, associado à integração trapezoidal;

As técnicas de diferença progressiva e diferença regressiva apresentam como vantagens a simplicidade de implementação e menor gasto computacional, porém geram um erro maior de aproximação se comparadas à transformação bilinear [40]. Além disso, a técnica de diferença progressiva pode gerar instabilidades ao controle dependendo do intervalo de amostragem utilizado. Já a transformação bilinear garante estabilidade para qualquer intervalo de amostragem utilizado, além de gerar uma resposta com menor erro de aproximação se comparada às outras citadas. Esta, portanto, será a transformação utilizada neste trabalho para os processos de discretização.

2.5.2 Metodologia para representação de controladores por código fonte

Definindo-se então a regra de discretização a ser utilizada, o próximo passo é obter um algoritmo que possa ser escrito como uma rotina de programação, de forma a representar a ação do controlador desejado. Supondo que a discretização gerou uma função de transferência $G(z)$ genérica, como mostrado abaixo, têm-se que:

$$G(z) = \frac{b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_1 z + b_0}{a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \dots + a_1 z + a_0} = \frac{Y(z)}{X(z)},$$

onde Y representa a saída, e X representa a entrada. Daí:

$$X(z)(b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_1 z + b_0) = Y(z)(a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \dots + a_1 z + a_0).$$

Aplicando a transformada Z inversa em ambos os membros, têm-se que:

$$y_k = \frac{1}{a_0} (b_0 x_k + b_1 x_{k-1} + \dots + b_n x_{k-n} - a_1 y_{k-1} - \dots - a_m y_{k-m}). \quad (2.27)$$

Sendo esta uma expressão que calcula a saída atual y_k do controlador em função dos valores anteriores de entrada e saída, e do valor atual de entrada x_k . A Equação (2.27) apresenta, portanto, uma forma de se implementar um controlador anteriormente conhecido através de sua função de transferência $G(s)$, convertido para o domínio discreto por uma das regras de discretização conhecidas.

2.6 Resumo do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados primeiramente os aspectos teóricos referentes à topologia e estrutura de uma microrrede, sendo composta por diversos sistemas de GD cujos conversores eletrônicos podem operar como:

- Formadores de rede - Possuem um controle de forma a manter os valores de tensão e frequência regulados, provendo por consequência uma referência para a sincronização de outros conversores na microrrede, permitindo sua operação adequada. Utilizam fontes estáveis de tensão CC como baterias, células a combustível etc;
- Alimentadores de rede - Responsáveis por suprir a demanda de potência das cargas contidas na microrrede, podendo também alimentar bancos de baterias e armazenar energia nos conversores de suporte. Necessitam que a tensão no PCC esteja regulada para que possam operar de forma adequada, enviando correntes sincronizadas com as tensões, e por consequência satisfazendo o controle de potência utilizado. Utilizam principalmente fontes de energia renovável como eólica e solar para providenciar potência.;
- Suportes de rede - Operam de forma a auxiliar na regulação dos valores de tensão e frequência na microrrede através do suporte no balanço energético. Utilizam principalmente baterias como fonte primária de energia, possibilitando o armazenamento e liberação de energia conforme a necessidade.

Foi então introduzido o conceito de referencial síncrono e da transformada de Park, cujas propriedades aplicadas a um sistema trifásico permitem a simplificação na modelagem e controle dos conversores. Apresentou-se em seguida um modelo dinâmico para a interação de um VSC com a rede, mostrando o equacionamento nos eixos direto e em quadratura, e o aparecimento de um acoplamento mútuo, porém que pode ser desprezado para fins de projeto dos controladores.

Foram então apresentados de forma detalhada os controles por trás das operações mencionadas. Começando pelo de tensão no referencial síncrono, utilizado no formador de rede para regular tensão e frequência. Em seguida detalhou-se o controle de sincronização via PLL, necessário para a operação dos alimentadores de rede através da referência θ_{PLL} . Mostrou-se então o controle de corrente feito no referencial síncrono e sua relação com o controle de potência de acordo com as referências dadas nos eixos direto e em quadratura. Em seguida apresentou-se a dinâmica e controle de tensão no elo CC, necessário nos conversores que utilizam fontes primárias de energia não reguladas em tensão.

Por fim, apresentou-se tópico de conversão de controladores analógicos em digitais, sendo feita primeiramente a passagem de sua função de transferência no

domínio s para o domínio z a partir de um dos métodos existentes na literatura, e então utilizado uma metodologia para sua transcrição em código fonte.

Capítulo 3

Ressincronização entre Sistemas de Geração a Conversores

Em sistemas de potência convencionais, é comum se ter uma operação paralela de geradores síncronos, uma vez que não seria viável permitir que toda a demanda de carga seja suprida por apenas uma fonte de geração. Um exemplo extremo dessa situação é a rede elétrica de um país, em que milhares de geradores compartilham literalmente a carga do sistema [41]. Dentre as vantagens da operação paralela de sistemas elétricos, podem ser citadas:

- Possibilidade de alimentação de uma carga maior do que a especificada para um sistema individual;
- Aumento da confiabilidade do sistema de potência, uma vez que se houverem falhas em partes específicas da geração, outras podem fornecer a potência necessária;
- Possibilidade de desligamento e manutenção preventiva de algumas fontes de geração, considerando que o restante do sistema elétrico poderá suprir a demanda.

Entretanto, para que diferentes sistemas operem conectados, é necessário que suas tensões terminais estejam sincronizadas, ou seja, que possuam valores próximos de amplitude, frequência e fase, o que é estabelecido pela regulamentação IEEE Std 1547-2003, e pode ser observado numericamente na Tabela 3.1. Desta forma, é necessário que se tenha uma metodologia adequada para a efetuação do processo, sendo já bastante conhecida em sistemas elétricos compostos por geradores síncronos [41], porém necessitando de novos algoritmos de controle no caso de sistemas de geração a conversores. Este capítulo, portanto, traz primeiramente uma breve revisão bibliográfica focando no tópico em questão, e em seguida apresenta a proposta de algoritmo de sincronização suave para a reconexão de microrredes ilhadas.

Tabela 3.1: Limites estabelecidos para reconexão segundo a norma IEEE Std 1547-2003.

Nível de Potência (kVA)	Δf (Hz)	ΔV (%)	$\Delta\theta$ (°)
0 - 500	0,3	10	20
500 - 1 500	0,2	5	15
1 500 - 10 000	0,1	3	10

3.1 Revisão bibliográfica

A literatura apresenta alguns trabalhos com tópicos associados ao processo de sincronização para reconexão entre sistemas compostos por conversores eletrônicos. Balaguer et al. [42] mostram um método simplificado, onde a defasagem entre as tensões de cada sistema é estimada pela malha de controle a partir de uma referência senoidal dada seguindo a teoria de referencial síncrono, porém sem uma forma de regular a suavidade e rapidez do processo. Já Mirafzal et al. [43] propuseram um método de estimação do ângulo de fase da tensão da rede principal de forma a prover uma resposta rápida por parte do inversor, o que tem como contrapartida a presença de surtos de tensão e corrente durante o processo de sincronização e reconexão. Outro método é apresentado por Guerrero et al. [44], cujo objetivo é providenciar o processo de sincronização para reconexão durante condições de desbalanço e na presença de distorções harmônicas, sendo levadas em consideração não apenas a componente fundamental mas também as componentes de sequência positiva e negativa formadas pelos harmônicos. Um último método encontrado na literatura foi proposto por D’Arco et al. [45], sendo focado em aplicações de conversores controlados como máquinas síncronas virtuais, e agindo na frequência de referência dos mesmos, permitindo que a diferença de fase entre as tensões da rede local e da rede principal vá a zero de forma controlada.

Um detalhe importante a ser mencionado é que a literatura não provê uma forma de se caracterizar a suavidade do processo de sincronização efetuado. Além disso, também não há uma regulamentação específica visando estipular os limites de intervalo de tempo para o processo, o que acaba dependendo de uma análise detalhada do sistema em questão, principalmente da característica das cargas conectadas ao mesmo.

Por fim, ressalta-se que a literatura apresenta uma carência de trabalhos focados no tema de sincronização para reconexão entre sistemas formados por conversores eletrônicos controlados, motivando por consequência a confecção deste trabalho.

3.2 Controle proposto

O algoritmo proposto neste trabalho visa uma situação onde a microrrede opera de forma ilhada e se deseja reconectá-la à rede principal, passando por um processo de sincronização suave de forma a não prejudicar a operação de cargas locais. Além disso, é necessário que as tensões em ambos os terminais possuam valores próximos de frequência, amplitude e fase antes da reconexão, conforme exibido anteriormente na Tabela 3.1. A Figura 3.1 exibe o diagrama de blocos referente ao algoritmo, onde primeiramente é feita a aquisição das tensões da rede principal e daí utilizado um PLL para gerar um ângulo θ_{PLL} de referência para o laço de sincronização. A realimentação, por sua vez, é feita com o ângulo θ_{sinc} , sendo este a saída da malha. O erro $\Delta\theta$ obtido deve ser zero em regime permanente, para isso pode-se pensar na utilização de um controlador PI diretamente, porém, estes ângulos são descontínuos em 2π , o que gera uma perturbação numérica para o controle nos instantes de descontinuidade. Para contornar este problema é utilizada a função senoidal, uma vez que a mesma não possui descontinuidades e tem a propriedade de ser aproximadamente igual ao argumento em radianos para um modelo de pequenos sinais, o que se torna cada vez mais válido conforme θ_{sinc} se aproxima de θ_{PLL} . Em seguida é utilizado um limitador de derivada, cuja função é dar suavidade ao processo, mantendo as variações de frequência e fase controladas ao longo do tempo. É então utilizado um habilitador que mantém o laço de sincronização operando até que o processo seja finalizado, e por fim um controlador PI e um integrador para geração do ângulo.

O fluxograma, representando a condição de parada do algoritmo, mostra que $\Delta\theta$ é comparado com a constante δ , sendo a tolerância numérica em radianos para considerar a sincronização completa. Se a tolerância não tiver sido atingida, o ângulo de saída provido para o controle de tensão, θ_{out} , é igualado a θ_{sinc} , e o processo continua. Caso a tolerância tenha sido atingida, o laço de sincronização é então desabilitado e o ângulo de saída θ_{out} é igualado a θ_{PLL} , finalizando o processo. Este último detalhe permite que o processo independa de mecanismos caros de comunicação ou disjuntores com controle externo, uma vez que as tensões permanecerão em sincronismo e, portanto, a reconexão com a rede principal pode ser efetuada a qualquer instante após o fim do processo. Um modelo equivalente de pequenos sinais pode ser obtido para o caso onde o habilitador permite a operação da malha de controle, conforme mostra a Figura 3.2, sendo este idêntico ao de um PLL [35]. É possível, então, fazer a análise deste equivalente em termos de sua função de transferência em malha fechada:

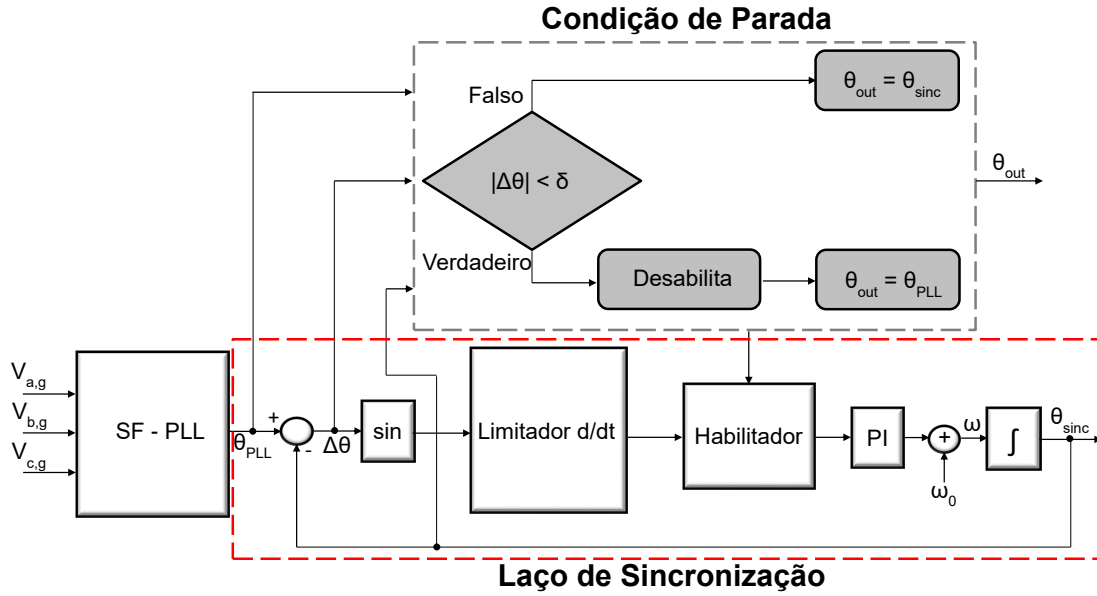


Figura 3.1: Algoritmo de resincronização proposto

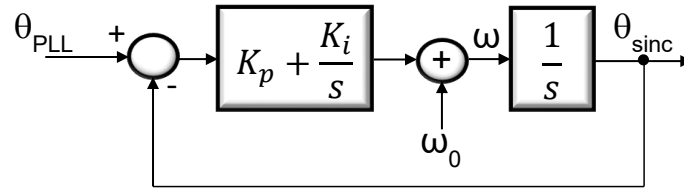


Figura 3.2: Equivalente do algoritmo de resincronização para pequenos sinais.

$$G(s) = \frac{\Theta_{sinc}(s)}{\Theta_{PLL}(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i}. \quad (3.1)$$

Que pode ser expressa na forma clássica de uma função de transferência de segunda ordem como se segue:

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.2)$$

Comparando-se (3.1) e (3.2):

$$K_i = \omega_n^2, \quad (3.3)$$

$$K_p = 2\sqrt{K_i}\zeta, \quad (3.4)$$

onde, de acordo com [32][36]:

- O fator de amortecimento ζ pode ser escolhido como 0.707 para uma resposta transitória ótima, providenciando um percentual de ultrapassagem de 5%;
- A frequência natural ω_n pode ser ajustada de acordo com o tempo de acomodação t_{ss} desejado através de (2.18), definida através do critério de 2% de erro para se ter atingido o regime permanente. Considerando a aplicação em questão, o tempo de acomodação pode ser escolhido entre um e dois períodos fundamentais da tensão da rede.

Desta forma, é possível se obter os ganhos para o controlador em questão através de (3.3) e (3.4).

3.3 Resumo do capítulo

Neste capítulo foi, primeiramente, comentado sobre o estado atual da literatura com respeito ao tópico de resincronização de sistemas a conversores. Apesar de existirem publicações focando em algoritmos e metodologias para o processo, ainda não há uma caracterização da suavidade de forma concreta, bem como uma regulamentação que estipule os limites de tempo para o processo, dada a forte dependência para com a natureza das cargas que compõe o sistema sob estudo. Esta carência de conteúdo na literatura foi um dos motivadores para este trabalho.

Em seguida, foi proposto o algoritmo de sincronização suave para a reconexão de microrredes ilhadas. O objetivo principal do algoritmo foi o de permitir o processo de resincronização de forma controlada, onde o parâmetro de limitação de derivada impõe um limite na variação de fase e frequência das tensões ao longo do tempo. Foi também feita uma análise da função de transferência do laço de sincronização proposto, considerando um equivalente de pequenos sinais, onde concluiu-se que os ganhos do controlador PI utilizado podem ser obtidos com a mesma metodologia de projeto para um PLL tradicional, devido a similaridade entre suas dinâmicas.

Por fim, é possível concluir, a princípio, os seguintes pontos positivos para o algoritmo proposto:

- Simplicidade de implementação, uma vez que trata da utilização de funções matemáticas e lógicas elementares, além da utilização de um controlador PI onde os ganhos podem ser obtidos por metodologia já difundida na literatura;
- Suavidade controlada, onde o parâmetro de limitação de derivada pode ser utilizado como caracterizador, impondo um limite nas variações de frequência e fase ao longo do tempo;
- Mantém as tensões sincronizadas, permitindo que a reconexão entre os dois sistemas seja feita adequadamente e a qualquer instante após o fim do processo.

Capítulo 4

Projeto e Implementação

Neste capítulo serão detalhados os procedimentos efetuados para a realização do trabalho. Primeiramente são apresentados os dispositivos de *hardware* utilizados, ou seja, o microprocessador e o inversor. Depois é detalhado o projeto dos conversores utilizados na microrrede, bem como o dimensionamento dos elementos de circuito existentes. Em seguida são descritas, em ordem cronológica, todas as etapas executadas para a obtenção dos resultados experimentais.

4.1 Dispositivos de *hardware* utilizados

4.1.1 *Launchpad* LAUNCHXL-F28377S

O microprocessador utilizado para a implementação dos controles e processamento dos sinais foi o F28377S, fabricado pela *Texas Instruments* junto a uma placa contendo os terminais úteis em fácil acesso, como mostrado na Figura 4.1. Esta plataforma é ideal para aplicações como processamento de sinais digitais, controle de conversores para acionamento de motores industriais, geração fotovoltaica, entre outros [46]. Suas especificações técnicas são: frequência de operação de até 200 MHz, memória Flash de 1 Mb, memória RAM de 164 kb, 24 canais ADCs (*Analog to Digital Converter*) de 12 ou 16 bits, 24 canais PWMs, além da capacidade de comunicação USB e serial. Sua programação é feita através de um computador utilizando o *software* Code Composer Studio (CCS), disponibilizado pela própria empresa, e que contém diversos exemplos de aplicação na biblioteca Control Suite.

4.1.2 *BoosterPack* BOOSTXL-DRV8305EVM

Como inversor eletrônico, foi utilizado o *BoosterPack* BOOSTXL-DRV8305EVM, também vendido pela *Texas Instruments*. Este por sua vez foi feito para trabalhar diretamente com os *Launchpads* vendidos pela empresa, simplesmente encaixando

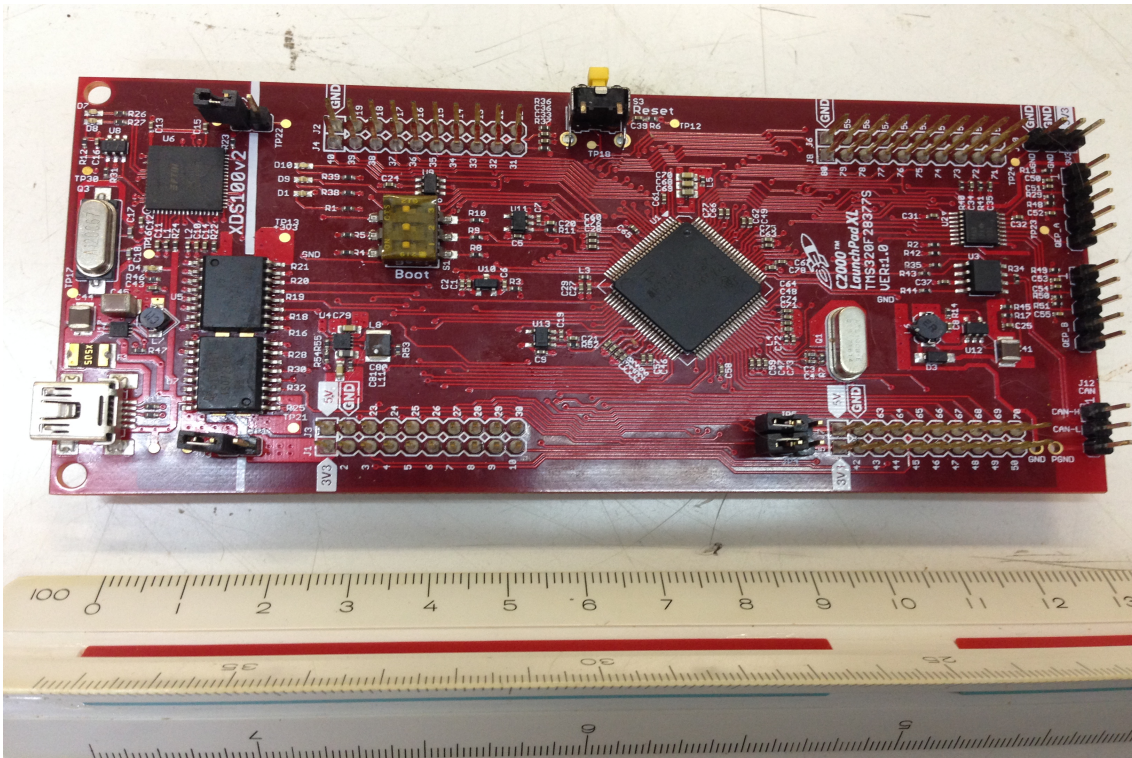


Figura 4.1: *Launchpad* contendo o microprocessador utilizado.

um sobre o outro, permitindo a rápida conexão entre os sinais de controle e disparo. Além do circuito de potência contendo 6 MOSFETs em configuração clássica de ponte trifásica, a placa também contém dois capacitores em paralelo no elo CC de $330 \mu\text{F}$ cada, e todo o circuito de acionamento integrado, necessitando apenas dos sinais de abertura e fechamento para as chaves, e de alimentação CC entre 4.4 e 45 V, com corrente máxima de saída de $20 A_{\text{pico}}$. Outra vantagem da utilização deste dispositivo é a existência de sensoriamento interno, possibilitando a medição das tensões de saída em cada fase, e das correntes em cada lado de baixa da ponte inversora. O conjunto em questão pode ser visto na Figura 4.2.

4.2 Projeto

4.2.1 Conversor Formador de Rede

Primeiramente foi definida a frequência de chaveamento f_s para o inversor, sendo ela de 40 kHz, assim como a utilizada em [46]. A tensão CA da microrrede, por sua vez, foi escolhida de forma a compatibilizar com o nível de tensão da rede principal, onde foi utilizado um banco de transformadores monofásicos de relação 127:15 conectado em Y/ Δ para obtenção das três fases em um nível de $15 V_{\text{rms}}$ de tensão de linha a 60 Hz. Definiu-se então a tensão de alimentação CC utilizando a (2.1), uma vez

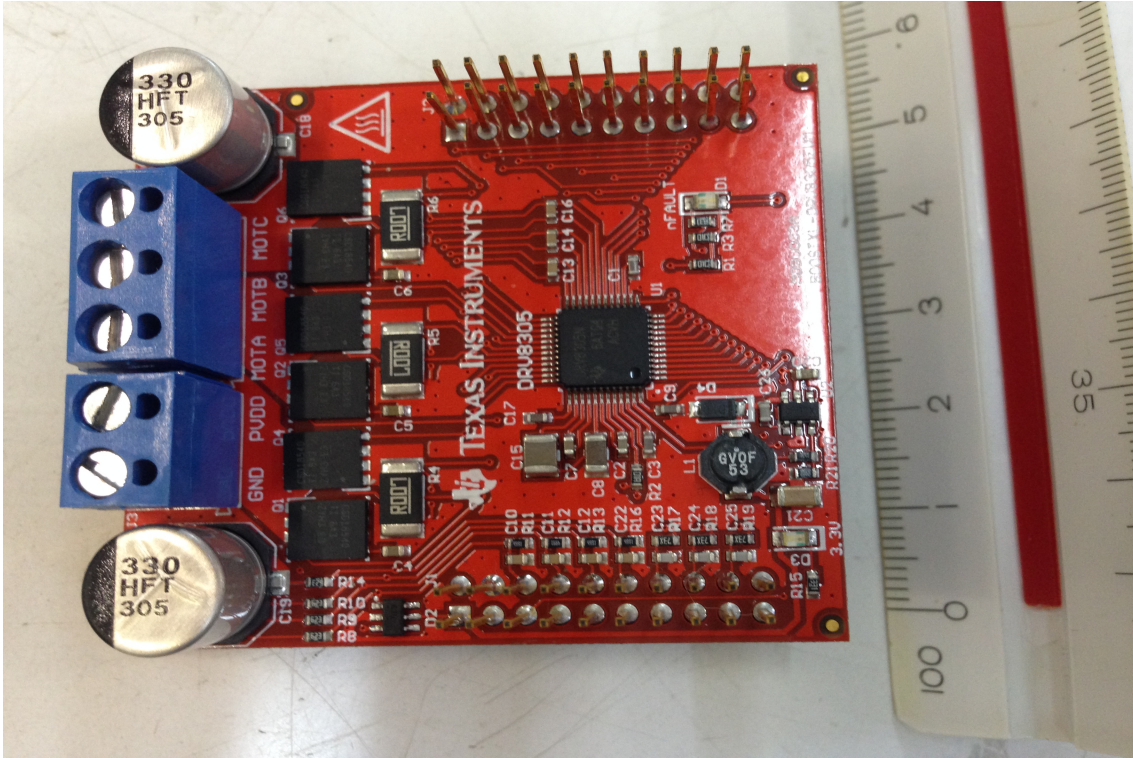


Figura 4.2: *Boosterpack* utilizado como inversor eletrônico.

que o valor máximo de pico da tensão CA da microrrede estaria limitado por ela. Foi considerado um valor de $36 V_{cc}$ para o conjunto final, estando dentro dos limites aceitos pelo *BoosterPack*, e permitindo a sintetização com folga de tensões de linha da ordem de $15 V_{rms}$. Em seguida foi feito o dimensionamento do filtro LC a ser utilizado na saída do conversor, onde a frequência de ressonância $\omega_0 = \frac{1}{L_f C_f}$ foi ajustada de tal forma a ser muito menor que a frequência de chaveamento [23]. Foram então selecionados componentes com:

- Indutância $L_f = 2,2 \text{ mH}$, cuja resistência intrínseca era de $R_f = 1 \Omega$;
- Capacitância $C_f = 6,8 \mu F$.

Sendo o diagrama de módulo de bode obtido com auxílio do MATLAB e mostrado na Figura 4.3.

Nota-se que a frequência de 60 Hz possui uma atenuação de 0 dB, uma vez que sua magnitude deve passar pelo filtro inalterada, e as frequências da ordem de 40 kHz possuem uma atenuação de aproximadamente 60 dB, sendo mais do que suficiente para eliminá-las.

Com os parâmetros da planta bem definidos, foi então feito o projeto dos ganhos do controlador PI com auxílio da ferramenta *pidTuner* do MATLAB, onde é dado o modelo da planta em termos de função de transferência, escolhido o tipo de

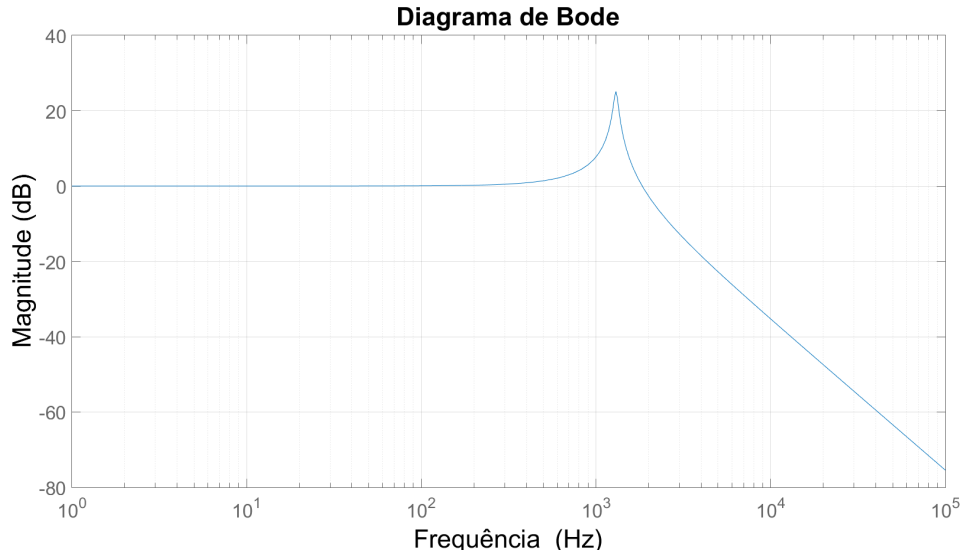


Figura 4.3: Diagrama de módulo de Bode para o filtro LC.

controlador, no caso um PI, escolhidos os parâmetros transitórios como tempo de acomodação e amortecimento, ou de resposta em frequência como banda de passagem e margem de fase, e a ferramenta responde com os ganhos do controlador. A malha de controle em questão, contendo o modelo utilizado para o conversor, pode ser vista na Figura 4.4, onde as transformadas de Park convencional e inversa foram omitidas, uma vez que seus ganhos se cancelam, e que o conversor com modulação SPWM foi modelado como uma função de transferência de primeira ordem, sendo o ganho dado pela Equação (2.1) e a constante de tempo sendo aproximadamente o período de chaveamento. O controlador obtido foi, então:

$$G_V(s) = 0,01 + \frac{10}{s}$$

Por último foi feita a discretização do controlador através da metodologia descrita na Seção 2.5, considerando uma frequência de amostragem de 40 kHz e a Transformação Bilinear. A resposta ao degrau unitário do sistema realimentado

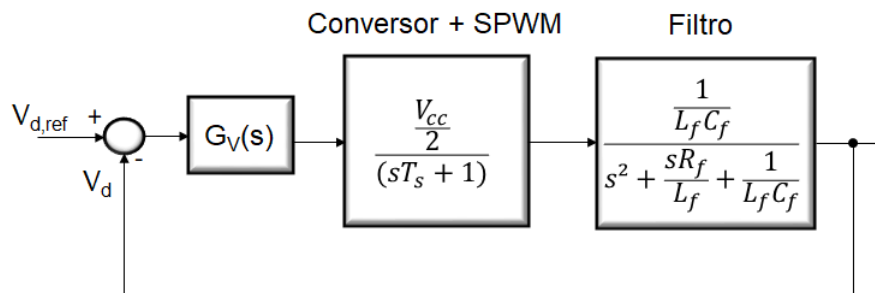


Figura 4.4: Diagrama de controle para o projeto do controlador de tensão.

após o processo está colocada na Figura 4.5, possuindo um tempo de acomodação da ordem de 0,3 s, escolhido de forma a ser muito maior que um período fundamental da tensão.

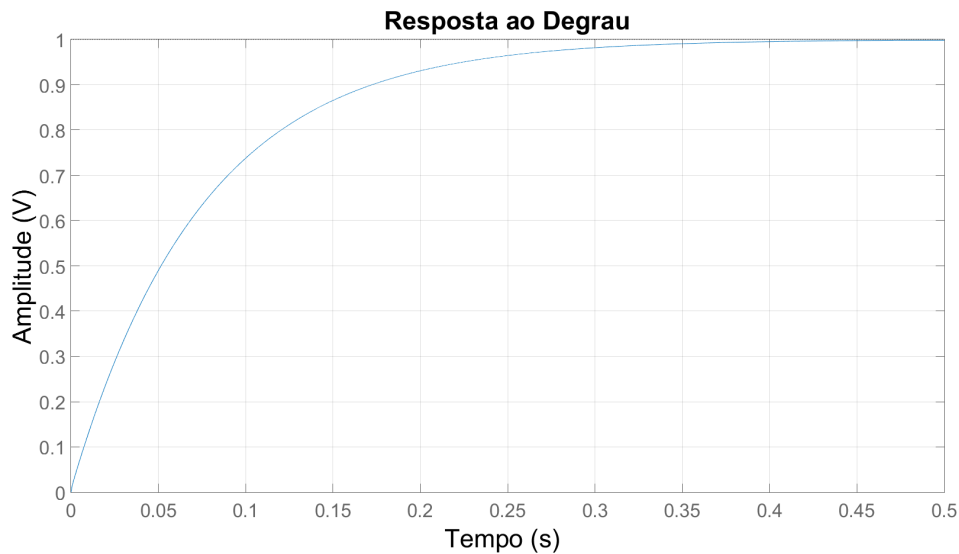


Figura 4.5: Resposta ao degrau do sistema realimentado com o controle de tensão.

4.2.2 Conversor Alimentador de Rede

Por questões de simplicidade de implementação, foram utilizados os mesmos valores de frequência de chaveamento e alimentação CC que os selecionados anteriormente para o CFR. Neste conversor, escolheu-se apenas utilizar uma indutância de filtração em sua saída ao invés de um filtro LC, uma vez que só havia necessidade de filtrar correntes, e não necessariamente as tensões. Para o dimensionamento do indutor, considerou-se um *ripple* admissível de corrente $\Delta i(\%)$ de 5% na base de 1 A de amplitude, e aplicou-se uma equação simples de circuito sabendo-se das tensões esperadas nos terminais do indutor, ou seja:

$$V_{\phi,max} - V_{\phi,p} = L_{f,2} \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Sendo:

- $V_{\phi,max} = \frac{V_{cc}}{2} = 18 V$ o valor máximo de tensão de fase na saída da ponte inversora do CAR;
- $V_{\phi,p} = \frac{15\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 12,3 V$ a tensão de pico estipulada para uma fase da microrrede;
- $\Delta t = \frac{1}{80 \cdot 10^3} s$ sendo o intervalo referente a meio período de chaveamento.

Com isso, foi dimensionada uma indutância de:

$$L_{f,2} = 2,5 \text{ mH}$$

Com resistência intrínseca $R_{f,2} = 1 \Omega$. Em seguida foi feito o projeto do controlador referente ao PLL, seguindo a metodologia descrita na Seção 2.4.2. Adotando-se um tempo de acomodação entre 1 e 2 ciclos da tensão da microrrede, e um coeficiente de amortecimento de 0.707, como sugerido em [32], tem-se o seguinte controlador:

$$G_{PLL}(s) = 400 + \frac{40000}{s}$$

A resposta da malha fechada ao degrau após a discretização do controlador pode ser vista na Figura 4.6, obtida utilizando-se o modelo de pequenos sinais detalhado em [35]. Nota-se que os parâmetros transitórios da resposta são similares aos impostos no projeto do controlador, validando-o.

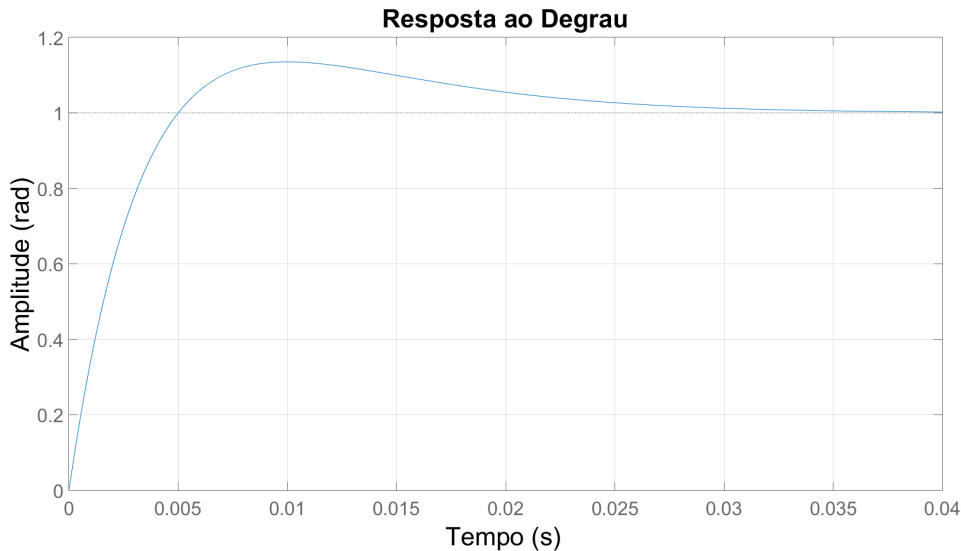


Figura 4.6: Resposta ao degrau do modelo de pequenos sinais do PLL.

Por fim, fazendo-se uso da mesma metodologia utilizada na seção anterior, o diagrama utilizado para projeto do controlador de corrente pode ser visto na Figura 4.7. O modelo utilizado para o conversor é idêntico, apenas adaptando-se a função de transferência do filtro. O controlador projetado foi, então:

$$G_I(s) = 0,05 + \frac{100}{s}$$

Sendo a resposta ao degrau unitário do sistema realimentado exibida na Figura 4.8, possuindo um tempo de acomodação da ordem de 1 ciclo da tensão da

microrrede e um sobrepasso de 20%. Uma outra estratégia possível para o projeto seria através da utilização dos critérios conhecidos como Amplitude Ótima e Simétrico Ótimo, detalhados por Umland et al. [39].

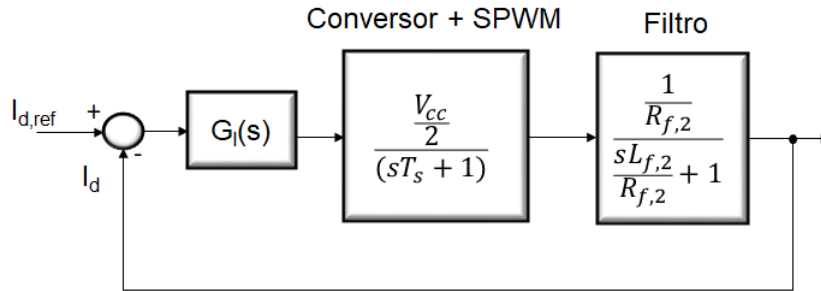


Figura 4.7: Diagrama de controle para o projeto do controlador de corrente.

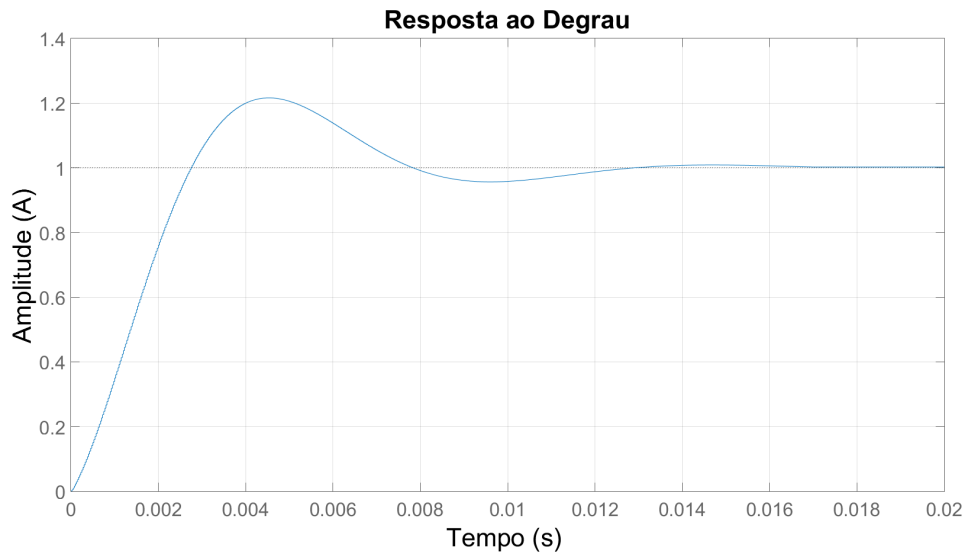


Figura 4.8: Resposta ao degrau do sistema realimentado com controle de corrente

4.2.3 Simulações

Com o projeto efetuado, foram feitas então simulações no PSIM para sua validação. A Figura 4.9 mostra o esquemático de simulação de forma simplificada, onde temos o CFR controlando as tensões da microrrede em amplitude e frequência, e o CAR produzindo correntes de saída sincronizadas com as tensões, e atendendo a uma carga resistiva equilibrada de $16,4 \Omega$ /fase conectada em Δ . Na simulação foi configurado um passo temporal de $0,25 \mu s$, sendo 100 vezes menor que o período de chaveamento utilizado, estando de acordo com a literatura [47]. Para o controlador de tensão, foram dadas referências de 21,2 V para o pico de tensão de linha e 60 Hz para sua frequência, e para o controlador de corrente foi dada uma referência de 1 A para I_d

e 0 para I_q , sendo referente a um transporte de potência ativa para atender uma parcela da demanda da carga, que por sua vez é de pouco mais de 2 A considerando a tensão CA nominal da microrrede. Além disso, foi feita a interface com a rede principal através de um disjuntor trifásico, que inicia aberto para que a microrrede opere de forma ilhada, e permita o processo de resincronização proposto antes da reconexão. Uma vez que o mesmo foi finalizado, o disjuntor é então fechado e a microrrede passa a operar conectada à rede principal.

Os resultados referentes à operação ilhada podem ser observados através das Figuras 4.10 e 4.11, onde são mostradas, respectivamente, as tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} controladas pelo CFR, e as correntes I_a , I_b , e I_c de saída do CAR junto das correntes I_{aL} , I_{bL} e I_{cL} consumidas pela carga. Analisando os gráficos, pode-se perceber que o controle atuou corretamente de forma que os conversores conseguem sintetizar as tensões e correntes seguindo parâmetros de referência. Além disso, nota-se que as correntes de saída do CAR estão em fase com as correntes consumidas pela carga, mostrando que ocorre a transferência de potência ativa, como o desejado. Foi feita também uma análise via FFT das formas de onda de tensão e corrente, a qual está exibida nas Figuras 4.12 e 4.13. Percebe-se que as componentes de alta frequência são filtradas como o desejado, e que os valores de componente fundamental seguem o que foi projetado, caracterizando ainda um THD de 0,05% para as tensões, e de 1,53% para as correntes, estando de acordo com os limites de 2,5% para tensão e 5% para corrente estabelecidos por norma [7].

Já os resultados referentes ao processo de resincronização e reconexão com a rede principal podem ser vistos na Figura 4.14, onde estão exibidas, primeiramente, as tensões de linha V_{ab} da microrrede e $V_{ab,g}$ da rede principal, juntamente com os ângulos θ_{PLL} e θ_{sync} . Analisando os gráficos, conclui-se que o processo ocorre como o desejado, começando no instante 0,15 s, onde as tensões apresentam-se defasadas de aproximadamente 180°, representando o pior caso, e permitindo que em 0,31 s as tensões da microrrede e da rede principal estejam com a mesma amplitude, frequência e fase. A suavidade é caracterizada pela variação lenta de frequência durante o processo, sendo esta uma consequência da imposição de um limite de 0,1 rad/s para $\frac{d(\Delta\theta)}{dt}$. Além disso, nota-se que a microrrede mantém sua operação após a reconexão com a rede principal, que ocorre em 0,32 s, sendo o distúrbio causado pelo processo imperceptível, estando também de acordo com o estabelecido por norma, que sugere uma perturbação máxima de tensão de 5% durante o processo [7].

Uma outra vantagem do algoritmo proposto, e que fica evidenciada através dos resultados exibidos, é a não necessidade de mecanismos de comunicação ou dispositivos controlados externamente para efetuar a conexão entre os sistemas, uma vez que as tensões se mantêm sincronizadas ao fim do processo e, portanto, permitindo que

o fechamento do disjuntor seja feito em qualquer instante após a finalização. Este aspecto, somado à suavidade controlada e simplicidade de implementação, torna o algoritmo atrativo para uma gama maior de sistemas.

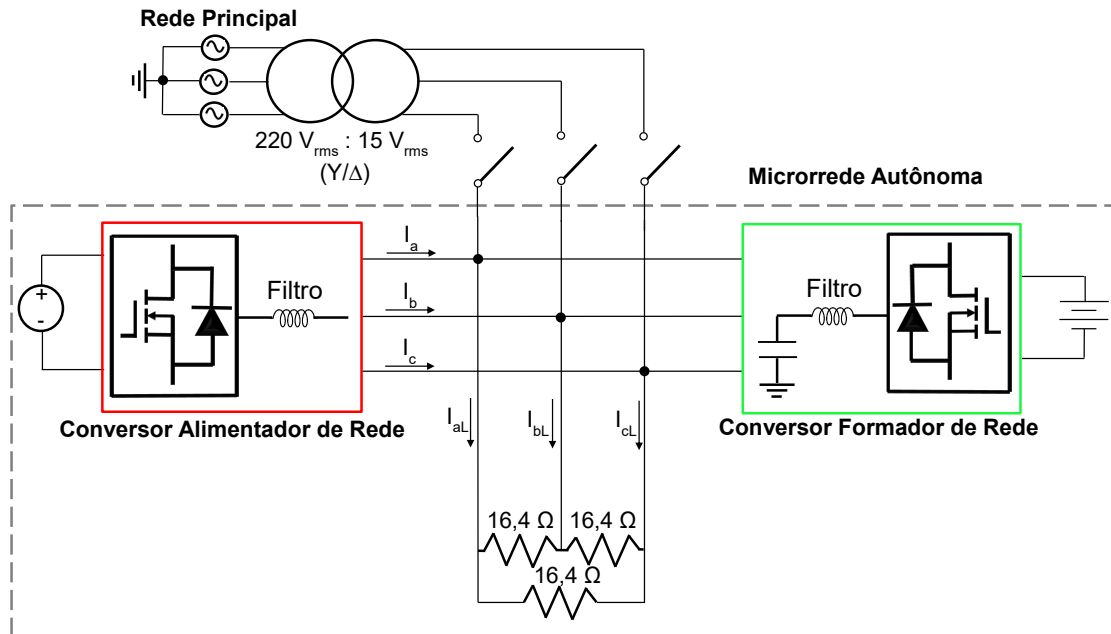


Figura 4.9: Diagrama da simulação feita no *software* PSIM.

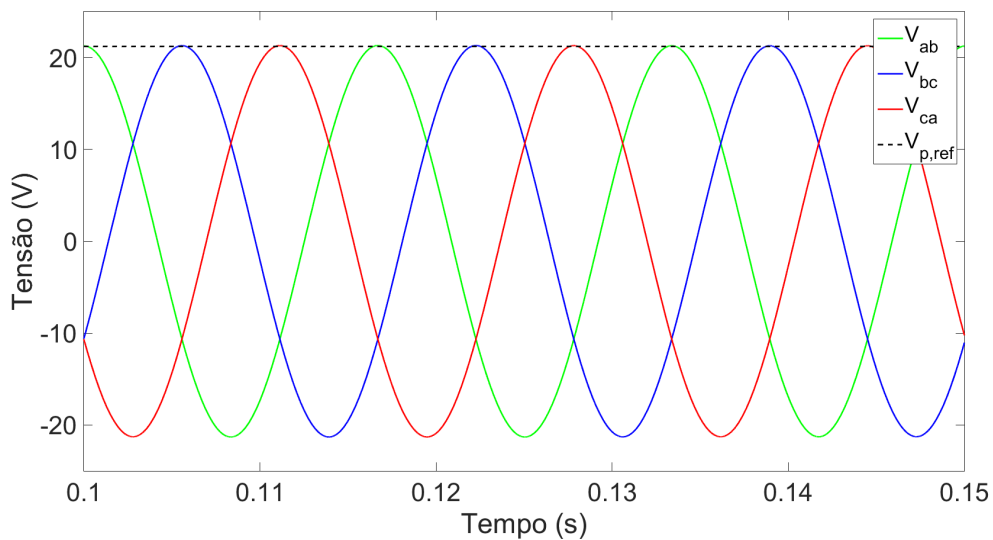


Figura 4.10: Tensões de linha controladas pelo CFR durante a operação ilhada.

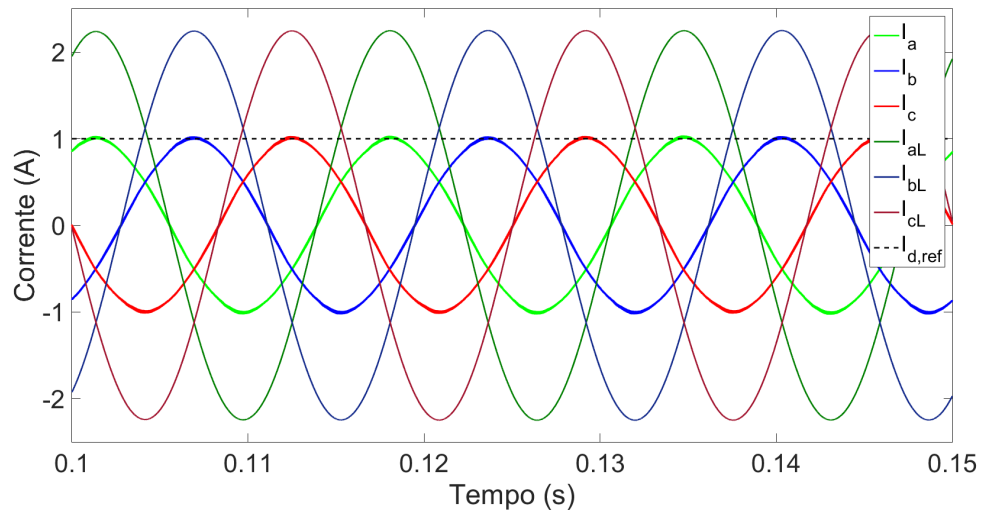


Figura 4.11: Correntes sintetizadas pelo CAR e consumidas pela carga durante a operação ilhada.

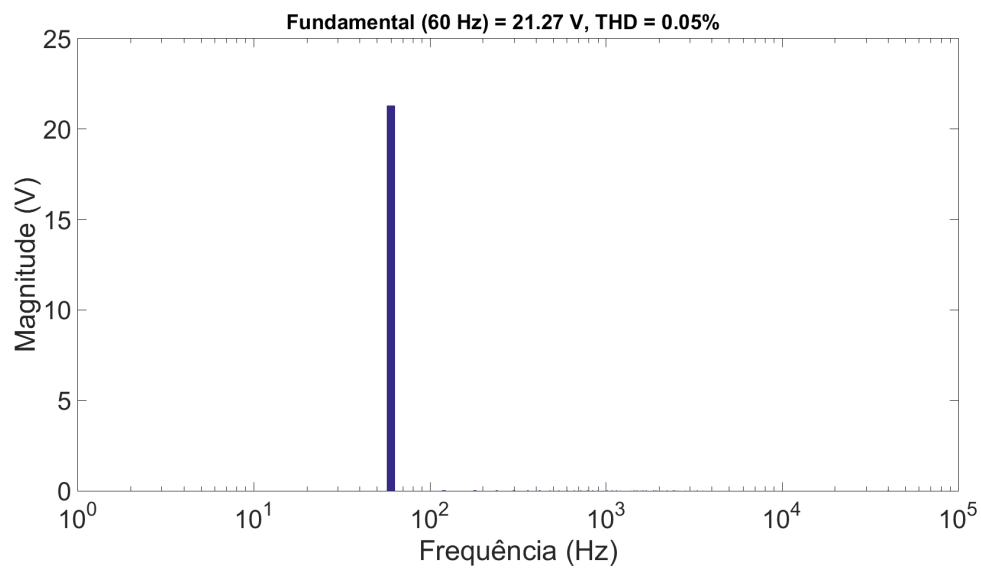


Figura 4.12: Análise via FFT das tensões controladas pelo CFR.

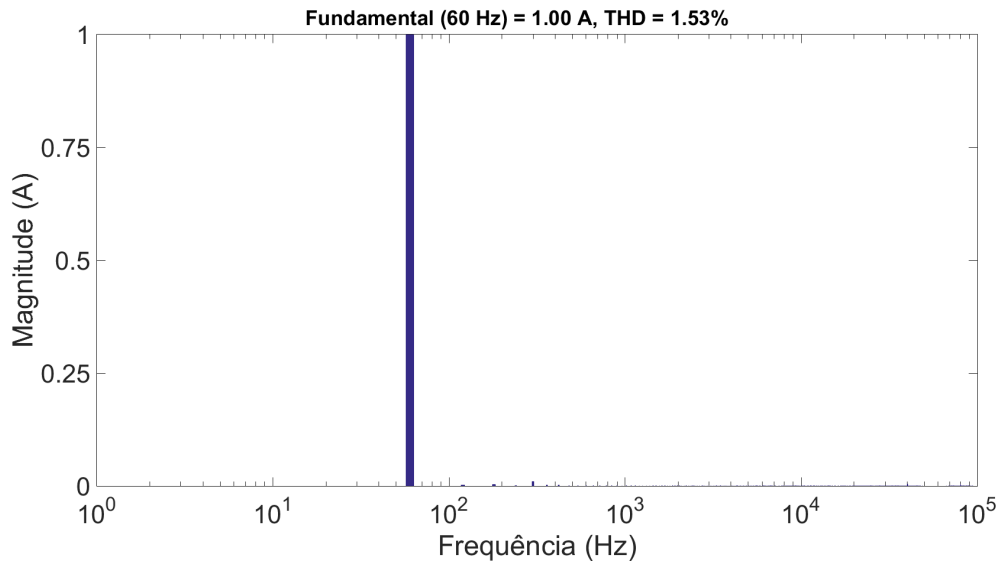


Figura 4.13: Análise via FFT das correntes de saída do CAR.

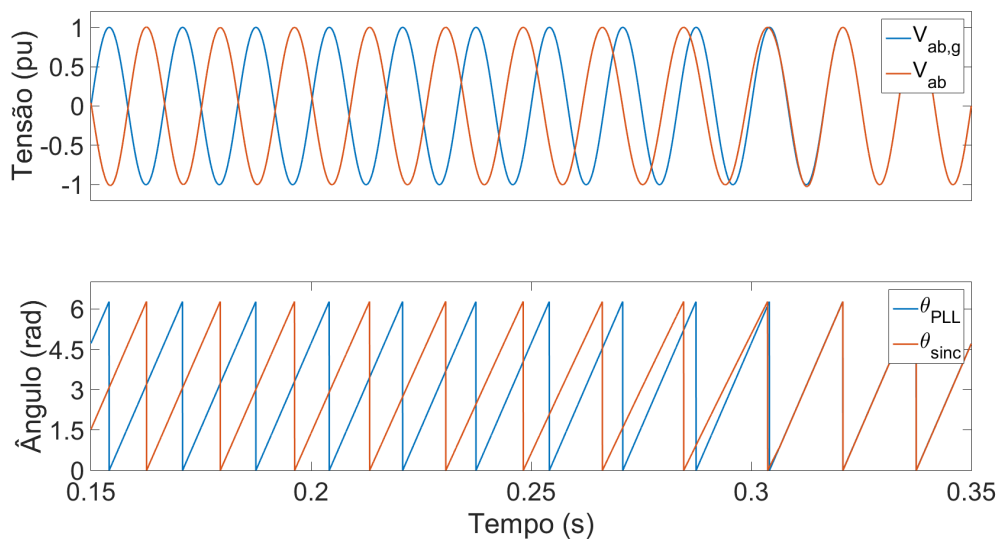


Figura 4.14: Processo de resincronização suave na simulação.

4.3 Procedimentos Experimentais

4.3.1 Rotina de programação

Com o objetivo de implementar os controles apresentados no Capítulo 2, é necessário primeiramente programar o microprocessador de forma a fazer a aquisição dos sinais de tensão e corrente através dos ADCs, além da geração dos sinais PWM com

a frequência desejada. Seguindo uma metodologia similar à executada em [46], a programação foi feita tomando como base o exemplo *MonoMtrServo*, existente na biblioteca do Control Suite. Este exemplo, apesar de ter o intuito de controle diferente do executado neste trabalho, possui em comum as mesmas necessidades mencionadas anteriormente, possibilitando a utilização de grande parte da rotina relativa à configuração do *hardware*, e necessitando que seja modificado o controle. O exemplo utiliza, ainda, as funções *Buildlevel1()* até *Buildlevel5()* para facilitar o teste independente de partes do controle, como exemplificado na Figura 4.15, sendo definidas de acordo com a macro *BUILDLEVEL*, que pode ser modificada entre os números inteiros para definir qual função irá ser chamada na rotina de interrupção. Neste trabalho, optou-se por colocar toda a rotina referente à operação do conversor formador de rede na função *Buildlevel1()*, e toda a rotina referente à operação do conversor alimentador de rede na função *Buildlevel2()*, de forma que o mesmo arquivo de projeto pôde ser utilizado para compilação bastando-se modificar a macro *BUILDLEVEL* de acordo.

```

#if BUILDLEVEL == LEVEL3

inline void BuildLevel3(MOTOR_VARS * motor)
{
  // Colocar a rotina de controle aqui
  return;
}
#endif

```

Figura 4.15: Exemplificação da função *Buildlevel3()*.

Outro detalhe interessante do exemplo é a existência das funções de estado A0 até A3, B0 até B3 e C0 até C3, como mostrado na Figura 4.16, onde através da função seletora *Alpha_State_Ptr()*, o controle passa em todos os estados um a um. A sequência inicia pelo estado A0, passa por cada outro estado do tipo A, depois pula para B0, e assim por diante até que se atinja o estado C3, reiniciando o processo. Veja que é possível a utilização de subrotinas em cada um destes estados dependendo da necessidade do usuário. No exemplo e neste trabalho, apenas os estados A0, B0, C0 e A1 são utilizados efetivamente, sendo os 3 primeiros como temporizadores, e o último como auxílio na proteção. Deve-se ressaltar que a função *Alpha_State_Ptr()* é chamada dentro da rotina principal (*main*), enquanto que as funções *Buildlevel1()* e *Buildlevel2()* são chamadas dentro da rotina de interrupção.

```

for(;;) // Laço infinito
{
    // Máquina de estados
    (*Alpha_State_Ptr)(); // Pula para um estado diferente (A0,B0,...)
}

void A0(void)
{
    if(CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF == 1)
    {
        CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF = 1;

        //-----
        (*A_Task_Ptr)(); // Pula para outro estado A (A1,A2,A3,...)
        //-----

        VTimer0[0]++;
        SerialCommsTimer++;
    }
    Alpha_State_Ptr = &B0; // Pula para B0
}

```

Figura 4.16: Exemplificação das funções de estado.

4.3.2 Calibração dos Sensores

A Figura 4.17 mostra de forma didática os sensores existentes no *BoosterPack* utilizado, sendo composto por um sensor de tensão no elo CC, três sensores de tensão nas saídas da ponte inversora, tendo como referência o terminal negativo do lado CC, e três sensores de corrente localizados na parte baixa da ponte inversora. O exemplo *MonoMtrServo* já possui as declarações referentes a cada um desses sensores em termos das portas ADCs, como mostrado na Figura 4.18 para as tensões, bastando apenas que sejam atribuídos os valores convertidos e calibrados às devidas variáveis. Primeiramente, foi feito o processo de calibração para os sensores de tensão, tanto do elo CC quanto das saídas da ponte, os quais possuem exatamente o mesmo tipo de circuito eletrônico [48], permitindo por consequência que seja atribuído o mesmo ganho para todos eles. Para isso, foi simplesmente alimentado o lado CC do conversor com uma fonte de tensão regulada em 24 V, com o auxílio de um osciloscópio para maior exatidão, e medido o valor no CCS através de um *buffer* que armazenava os valores obtidos pela conversão do ADC. Ajustou-se então um ganho de 40,7, tal que multiplicado pelo valor anterior produzisse a tensão de alimentação.

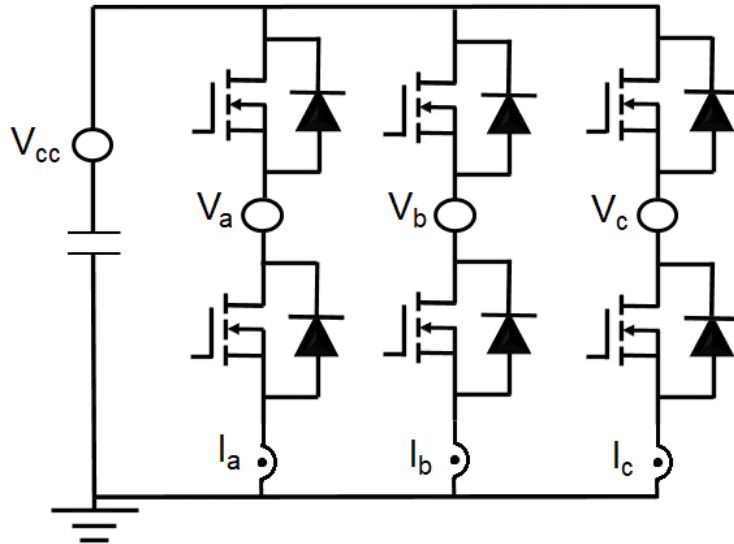


Figura 4.17: Sensores existentes no *BoosterPack*.

```

#define VFB_B1      AdcbResultRegs.ADCRESULT4      // (Vb)
#define VFB_C1      AdcbResultRegs.ADCRESULT3      // (Vc)
#define VFB_DC1     AdcbResultRegs.ADCRESULT2      // (Vdc)
#define VFB_A1      AdcbResultRegs.ADCRESULT6      // (Va)

// Motor 1: Va @ B1
// *****
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL    = 1;              // SOC4 will convert pin B1
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS    = 30;            // sample window in SYSCLK cycles
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL  = ADCTRIG17_EPWM7SOCA; // trigger on ePWM2 SOCA/C

// Motor 1: Vb @ B4
// *****
AdcbRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL    = 4;              // SOC3 will convert pin B4
AdcbRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS    = 30;            // sample window in SYSCLK cycles
AdcbRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL  = ADCTRIG17_EPWM7SOCA; // trigger on ePWM2 SOCA/C

// Motor 1: Vdc @ B2
// *****
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL    = 2;              // SOC2 will convert pin B2
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS    = 30;            // sample window in SYSCLK cycles
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL  = ADCTRIG17_EPWM7SOCA; // trigger on ePWM2 SOCA/C
//motor1.voltageVDC = (float)VFB_DC1*ADC_PU_SCALE_FACTOR*VOLTAGE_SENSOR_SCALE_FACTOR;

// Motor 1: Vc @ B14
// *****
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL    = 14;            // SOC6 will convert pin B14
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS    = 30;            // sample window in SYSCLK cycles
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL  = ADCTRIG17_EPWM7SOCA; // trigger on ePWM2 SOCA/C

```

Figura 4.18: Declaração das portas ADCs e conversões para os sensores de tensão.

Em seguida, foi feita a calibração dos sensores de corrente. Deve-se ressaltar que o exemplo utilizado no CCS já possui uma subrotina de ajuste automático de *offset*, sendo necessário apenas o ajuste dos ganhos. Da Figura 4.17, mostrada anteriormente, nota-se que os valores de corrente medidos pelos sensores só corresponderão aos valores de saída caso os MOSFETs do lado de baixa estejam conduzindo naquele

instante. Felizmente, o exemplo MonoMtrServo já possui o processo de interrupção para conversão dos ADCs feito no instante referente ao pico da portadora triangular do SPWM, como mostrado de forma didática na Figura 4.19. Desse modo, em uma operação na região linear, onde o sinal de controle possui valor sempre menor que o pico da triangular, há garantia de que os MOSFETs do lado de baixa estão conduzindo no instante de aquisição. Dando sequência ao procedimento, foi utilizada uma carga resistiva de 24Ω conectada diretamente entre as fases b e c do inversor, e uma fonte de tensão regulada em 24 V para alimentação CC. Na rotina de programação, foram dadas referências ao SPWM de forma que o MOSFET do lado de alta referente à fase b conduza junto do MOSFET do lado de baixa referente à fase c, conforme mostrado na Figura 4.20, permitindo que a tensão da fonte seja aplicada à carga resistiva. Foi então utilizada uma ponteira de osciloscópio para a medição da corrente no circuito, sendo esta comparada ao valor medido pelo sensor da fase c e exibido através de um *buffer* no CCS, possibilitando então o ajuste de um fator multiplicativo de 5,40.

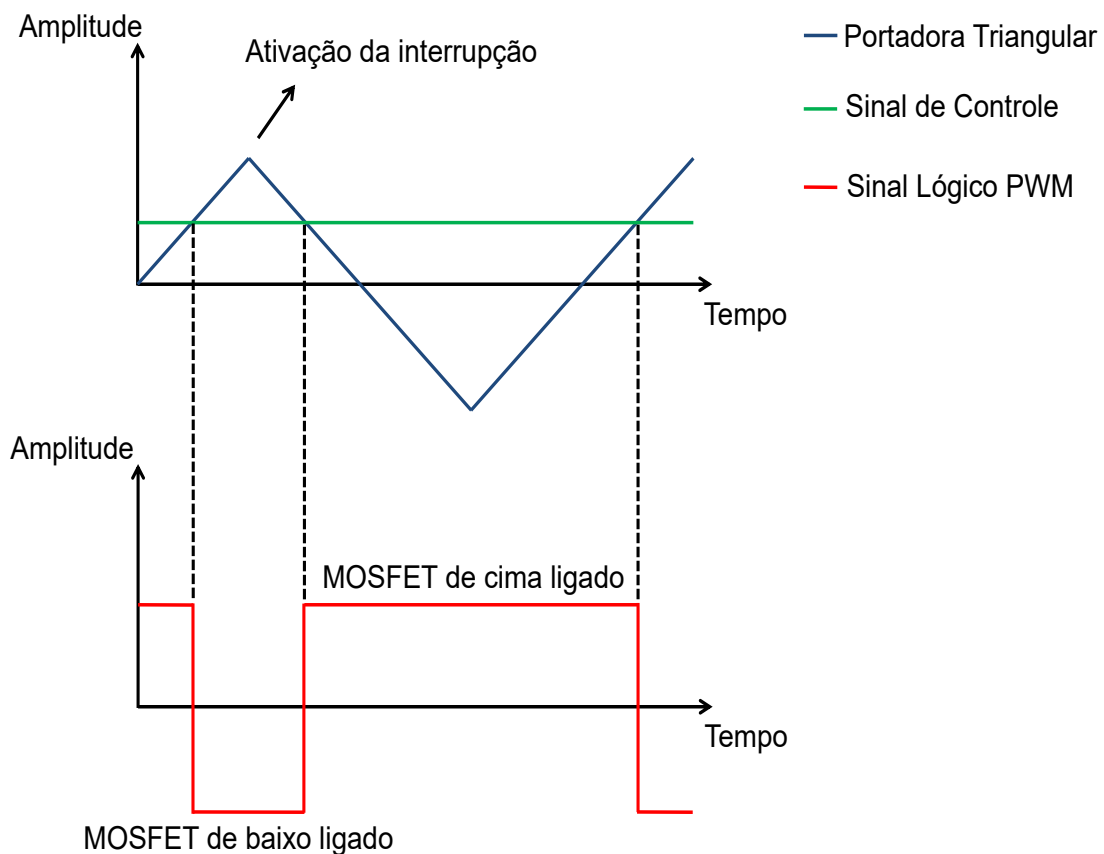


Figura 4.19: Representação do instante de ativação da interrupção.

```

(motor->PwmBRegs)->CMPA.bit.CMPA = (INV_PWM_HALF_TBPRD*(2))+INV_PWM_HALF_TBPRD;
(motor->PwmCRegs)->CMPA.bit.CMPA = (INV_PWM_HALF_TBPRD*(-2))+INV_PWM_HALF_TBPRD;

```

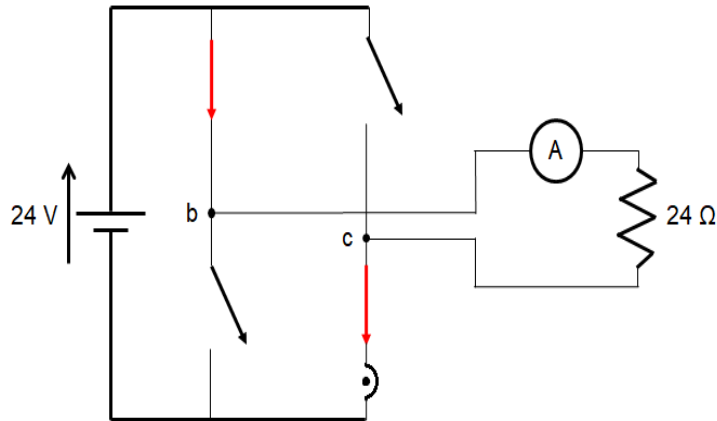


Figura 4.20: Circuito utilizado para calibração do sensor de corrente e trecho do código para acionamento das chaves.

4.3.3 Inicialização e Proteção

Na rotina original do exemplo *MonoMtrServo*, a ponte inversora contida no *Boosterpack* é inicializada com todos os MOSFETs em estado de bloqueio através da função *InitialState()*, caracterizando o estado de *TripZone*. Para desbloquear a ponte e permitir que as chaves semicondutoras possam conduzir de acordo com o sinal PWM gerado, a rotina principal chama a função *DMC1_protection()*, que além de fazer este papel, também verifica se algum dos parâmetros como temperatura, tensão e corrente estão fora dos limites estipulados no manual, gerando a mudança em registradores para indicar o ocorrido, podendo ou não gerar o bloqueio da ponte inversora de acordo com o evento. Um problema, entretanto, é que para tensões entre 32,5 e 36 V no elo CC, o manual do produto indica que um registrador é modificado de estado apenas para indicar um aviso, mas que na rotina de programação do exemplo gera o estado de *TripZone* na ponte inversora. Sabendo-se que o limite superior de tensão é apenas em 45 V, e considerando que a tensão CC a ser utilizada no experimento final ia ser em torno de 36 V, foi feita uma adaptação para contornar este problema. Dado que não havia uma forma trivial de se modificar o código da função *DMC1_protection()* para modificar os valores em questão, uma vez que ela na verdade apenas verifica os estados dos respectivos registradores contidos na placa, optou-se por montar uma rotina própria, porém simples, para inicialização e proteção, utilizando-se parte do código original para bloqueio e desbloqueio da ponte inversora, e os sensores já calibrados para detecção de anormalidades nos níveis de corrente e tensão. A Figura 4.21 apresenta esta rotina, onde a inicialização em es-

tado de *TripZone* foi mantida no código principal, e o desbloqueio feito logo no início da rotina de controle, dentro da função *Buildlevel1()*, sendo a variável *MediumStage* inicializada como 0, e modificada para 1 após a inicialização para que esta etapa não seja feita novamente. E em seguida a proteção verifica se algum dos sensores de corrente e tensão CC acusa um valor anormal, e em caso positivo faz com que os registradores de *Flag* para *TripZone* mudem de estado. A variável *OverCurrentTrip* é utilizada para sinalizar o defeito e por consequência gerar a modificação do pino *EN_GATE* na função de estado A1, que desabilita o circuito de *gate* dos MOSFETs.

```
// Contido em Buildlevel1()
// Desbloqueando a ponte de MOSFETs (saindo do trip inicial)

if (MediumStage == 0) {
    EALLOW;
    (motor1.PwmARegs)->TZCLR.bit.OST = 1;
    (motor1.PwmBRegs)->TZCLR.bit.OST = 1;
    (motor1.PwmCRegs)->TZCLR.bit.OST = 1;
    EDIS;
    MediumStage = 1;
    GPIO_WritePin(GPIO_TRIGGER, 0);
    //DMC1_Protection();
}

// PROTECAO CONTRA SOBRECORRENTE E SOBRETENSAO CC

if (abs(Ia_med) >= CURRENT_LIMIT || abs(Ib_med) >= CURRENT_LIMIT ||
    abs(Ic_med) >= CURRENT_LIMIT || Vdc_med >= VOLTAGE_UPLIMIT ||
    Vdc_med <= VOLTAGE_DWLIMIT) {
    EALLOW;
    (motor1.PwmARegs)->TZFRC.bit.OST = 1;
    (motor1.PwmBRegs)->TZFRC.bit.OST = 1;
    (motor1.PwmCRegs)->TZFRC.bit.OST = 1;
    EDIS;
    GPIO_WritePin(21,1);
    OverCurrentTrip = 1;
}

// Função que inicializa os MOSFETs em trip

void InitialState(){
    EALLOW;
    (motor1.PwmARegs)->TZFRC.bit.OST = 1;
    (motor1.PwmBRegs)->TZFRC.bit.OST = 1;
    (motor1.PwmCRegs)->TZFRC.bit.OST = 1;
    EDIS;
}

// Laço infinito contido dentro da função main

for(;;)
{
    (*Alpha_State_Ptr)();
}

// A1 - Desabilitar o circuito de gate dos MOSFETs

if((motor1.PwmARegs)->TZFLG.bit.OST == 0x1)
{
    if(OverCurrentTrip==1){
        motor1.TripFlagDMC = 1;
        GPIO_WritePin(MOTOR1_EN_GATE_GPIO, 0);
    }
}

```

Figura 4.21: Trechos dos códigos de inicialização e proteção utilizados.

4.3.4 Implementação do Controle de Tensão e do CFR

Após a calibração dos sensores e garantidas as designações corretas dos ADCs e PWMs, foi feita a programação no CCS da rotina referente ao controle de tensão e frequência mostrado na Figura 2.11, onde a tradução do controlador em código foi feita seguindo-se a metodologia descrita na Seção 2.5. Para garantir que o chaveamento dos MOSFETs estava de acordo com o planejado, foi feito um primeiro teste com a medição dos sinais PWM gerados pelo microprocessador e das tensões obtidas entre as saídas da ponte inversora, sendo em seguida aplicadas em um filtro RC como mostrado na Figura 4.22, de forma a se obter uma referência senoidal com a mesma frequência dada para o SPWM. Com a ponte inversora operando de acordo com o planejado, e o projeto validado na Seção 4.2.1, foram utilizados os componentes projetados para montar o conversor formador de rede, composto pela ponte inversora contida no *BoosterPack* e de um filtro LC de saída conforme mostrado na Figura 4.23. O conversor foi então alimentado no elo CC com o valor nominal de tensão e foram medidas as tensões trifásicas de saída. Deve-se mencio-

nar que durante esta etapa, mesmo com o controle de tensão agindo corretamente, percebeu-se que o controlador projetado na Seção 4.2.1 foi obtido considerando-se que a realimentação das tensões era feita após a saída do filtro LC, sendo que na realidade as tensões são realimentadas através do sensoriamento interno contido no *BoosterPack*, o que alteraria a planta a ser considerada no projeto. Checando-se o esquemático do circuito de sensoriamento no manual do dispositivo, notou-se que é utilizado um filtro passa-baixas do tipo RC, e então repetiu-se a metodologia de projeto efetuada anteriormente com auxílio do MATLAB adicionando-se o mesmo no lugar da planta LC, onde foi possível perceber que a resposta dinâmica obtida pelo sistema utilizando-se o mesmo controlador era bastante similar, o que justifica então o funcionamento do controle.

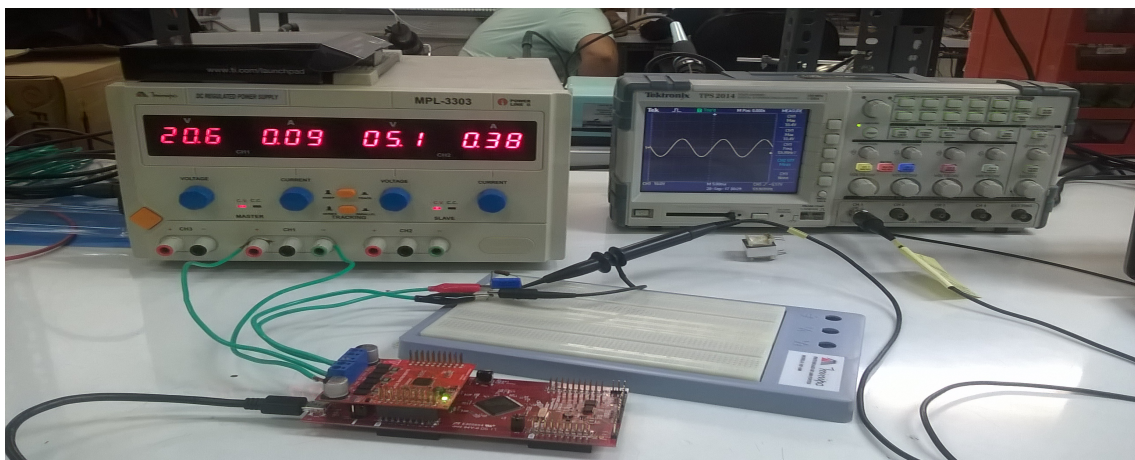


Figura 4.22: Teste inicial da ponte inversora e do controle de tensão.

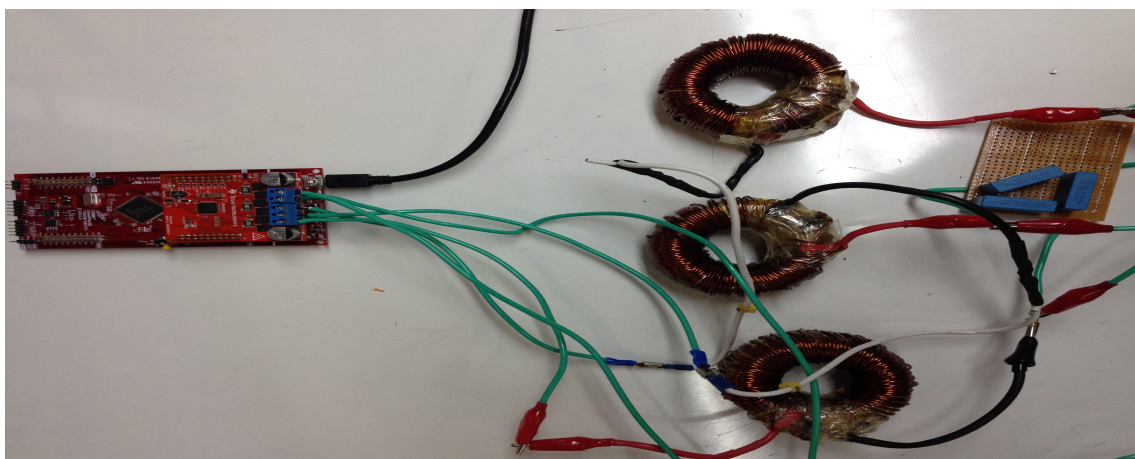


Figura 4.23: Implementação do CFR.

4.3.5 Implementação do PLL

Para que fosse possível testar o PLL, era necessário primeiramente montar um circuito de medição da tensão em um nível mais baixo e com um *offset*, uma vez que o microcontrolador utilizado trabalha com as entradas ADC de 0 a 3,3 V. A Figura 4.24 apresenta o esquemático do circuito utilizado para tal, possuindo na entrada e na saída um filtro RC com frequência de corte de 723 Hz para a eliminação de ruídos e componentes indesejados, um transformador de baixa potência para abaixar o nível de tensão, e um potenciômetro regulado para fornecer uma tensão de *offset* tal que o valor na entrada do ADC esteja entre 0 e 3,3 V. A resposta em frequência do filtro RC utilizado pode ser observada na Figura 4.25, de onde se percebe que a magnitude do sinal em 60 Hz será inalterada, e a das frequências mais altas serão atenuadas, como desejado. Porém, é importante se atentar ao atraso gerado na fase, que segundo o diagrama representa em torno de $4,7^\circ$. Esta defasagem deve ser compensada digitalmente para que os controles dependentes do PLL funcionem da forma mais exata possível. Deve-se ressaltar que este circuito é referente à medição de apenas uma das tensões de linha, sendo suficiente para a implementação do PLL monofásico mostrado na Seção 2.4.2, porém ainda insuficiente para o trifásico.

Seguindo o desenvolvimento mostrado na teoria e concluído com as Equações (2.5) e (2.6), basta ser feita a medição de mais uma tensão de linha para implementar o PLL trifásico. Os componentes foram então soldados em uma placa de circuito impresso, como mostrado na Figura 4.26, o *offset* ajustado em torno de 1.5 V com o auxílio de um multímetro, e a calibração feita durante a operação nominal do conversor formador de rede em termos de tensão e frequência, onde as tensões medidas eram visualizadas em *buffers* no CCS. Com a calibração finalizada, o controle foi implementado e a frequência rastreada pelo PLL visualizada em um *buffer*, respondendo adequadamente a alterações da frequência imposta pelo CFR durante a operação, indicando o funcionamento adequado do algoritmo.

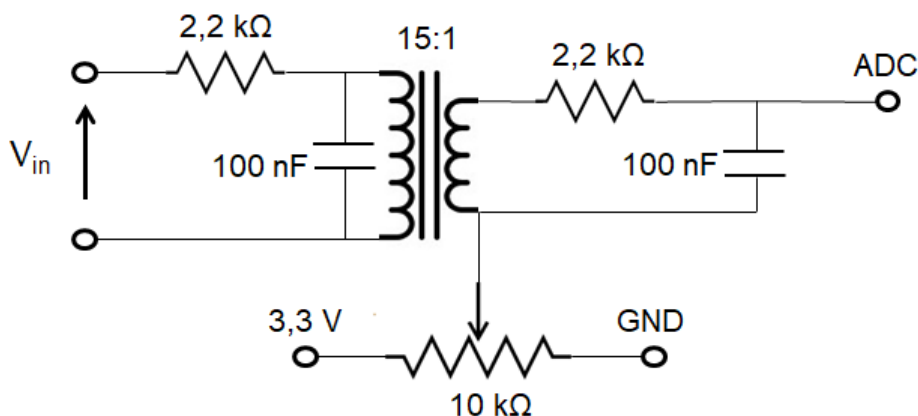


Figura 4.24: Esquemático do circuito utilizado para medição de tensão para o PLL.

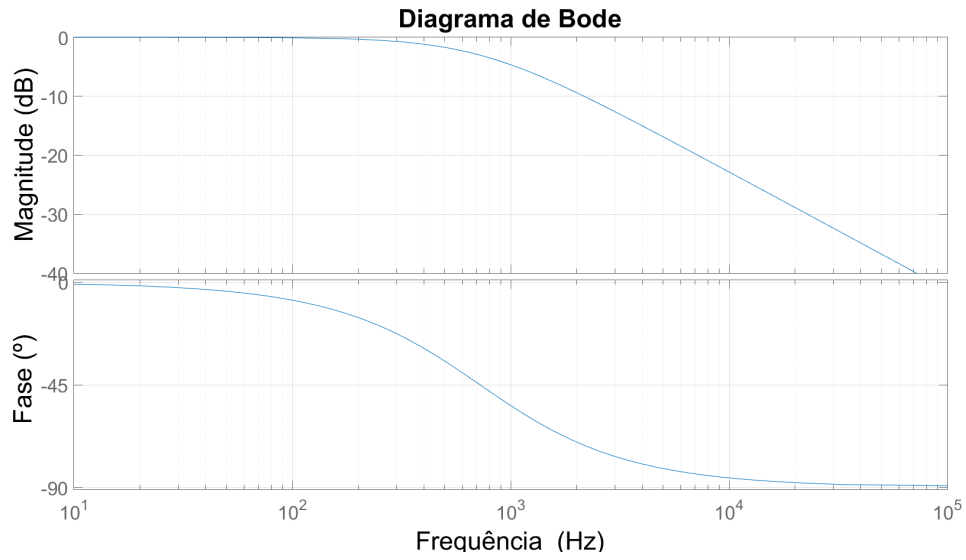


Figura 4.25: Diagrama de bode do filtro RC utilizado no circuito de medição de tensão.

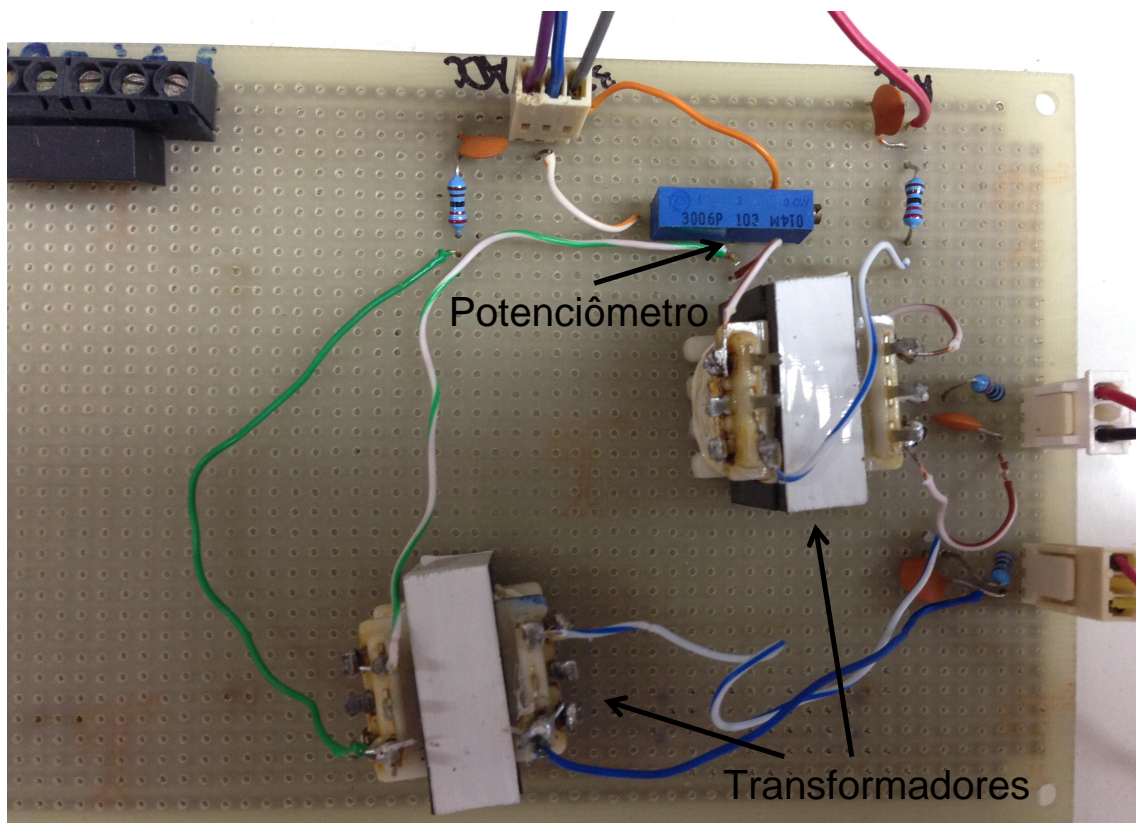


Figura 4.26: Circuito de medição de duas tensões para o PLL trifásico.

4.3.6 Implementação do CAR

Baseando-se no projeto apresentado na Seção 4.2.2, foi montado o conversor alimentador de rede utilizando a ponte inversora contida no *BoosterPack* e os indutores dimensionados, como pode ser visto na Figura 4.27. Foi então programada no CCS a rotina referente ao controle de corrente da Figura 2.14, e em sequência conectou-se os terminais do CAR com os do CFR para testar a síntese de correntes. Esta etapa está mostrada na Figura 4.28, onde primeiramente foi ligado o controle de tensão no CFR com referências de 1 V e 60 Hz, de forma a manter as tensões de saída controladas em amplitude baixa e frequência nominal. A ponte inversora do CAR foi iniciada com todas as chaves bloqueadas e com a rotina de sincronização do PLL habilitada. Verificando-se que a sincronização estava feita de forma adequada, o controle de corrente foi então habilitado para uma referência nula de corrente, ou seja, forçando a corrente de saída a ser zero. Estando de acordo, a tensão do CFR era então aumentada para o valor de operação nominal, e em seguida era dada uma referência de corrente de acordo também com o valor nominal. Perceba que esta metodologia permite, de forma segura, que os dois conversores passem a operar em conjunto seguindo suas referências de tensão e corrente nominais.

Para completar o teste, foi conectada uma carga resistiva trifásica em Δ aos terminais do conversor, e verificada a transmissão de potência por parte do CAR através da comparação entre as suas correntes de saída e as correntes consumidas pela carga.

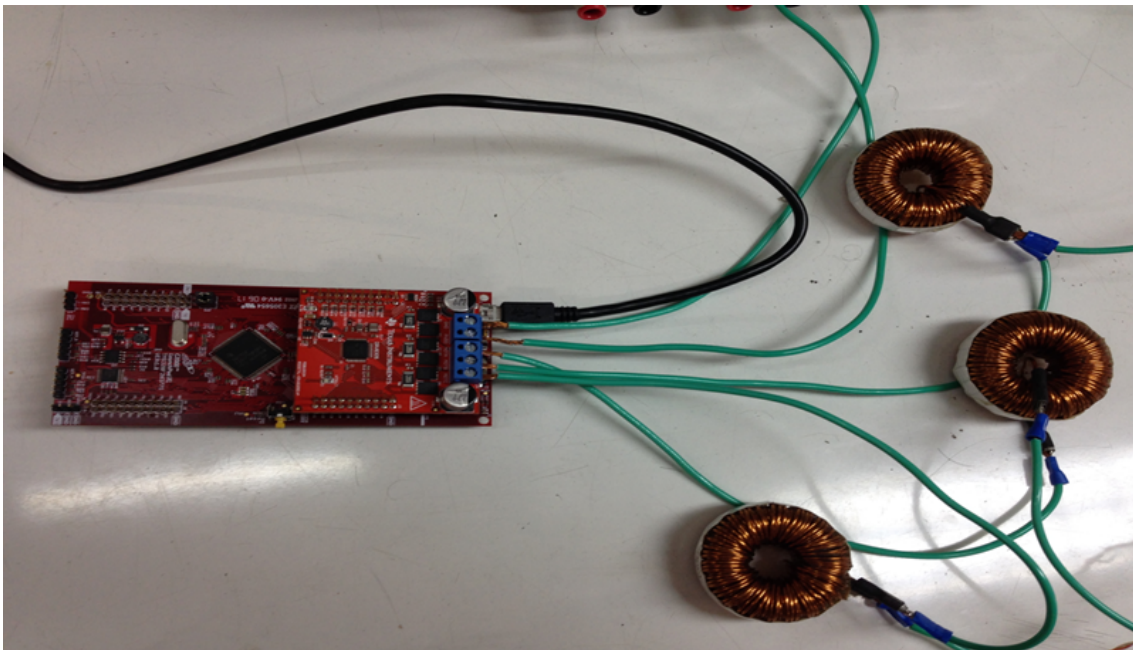


Figura 4.27: Implementação inicial do CAR.

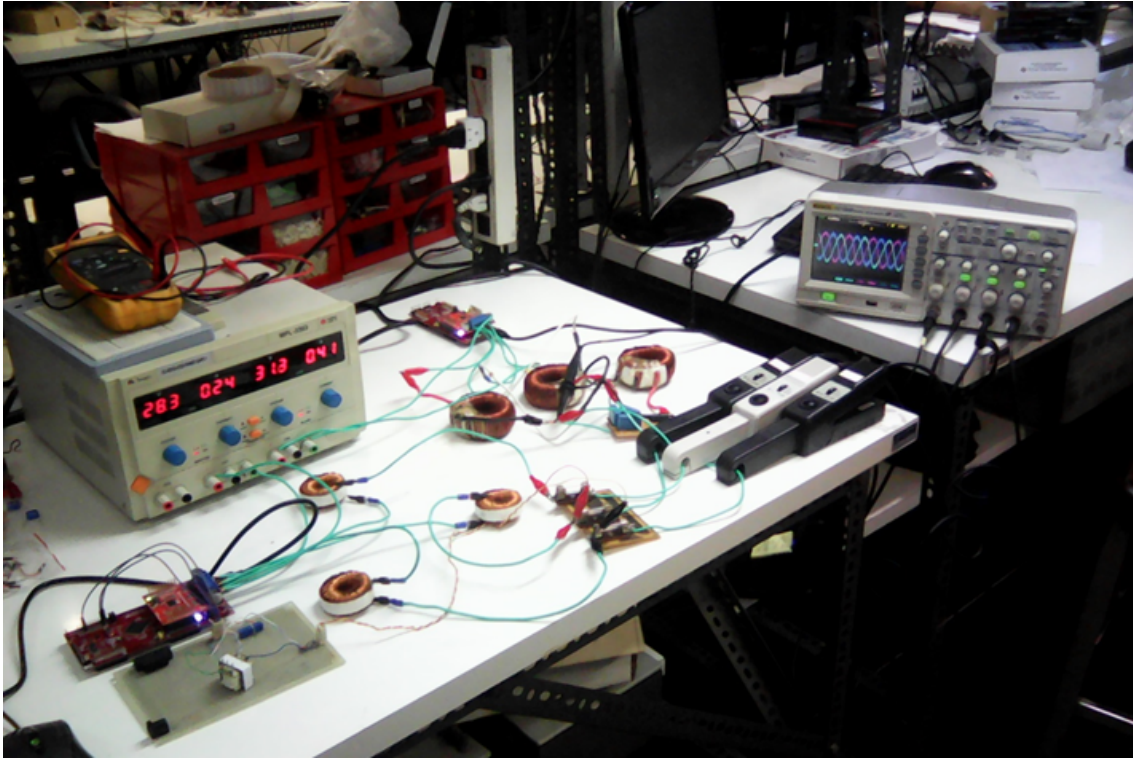


Figura 4.28: Conexão do CAR com o CFR.

4.3.7 Implementação do Controle de Ressincronização

Nesta etapa, foi primeiramente utilizado um banco de transformadores monofásicos de relação 127:15, conectados em configuração Y: Δ para obtenção das tensões da rede principal a um nível de $15 V_{rms}$. Em seguida, foi utilizado um disjuntor para separar o lado da rede principal e o lado da microrrede, o qual se mantém aberto enquanto a microrrede opera de forma ilhada, e é fechado apenas após o processo de ressincronização ser completado, ou seja, após as tensões em ambos os terminais estarem com a mesma amplitude, frequência e fase. Como o algoritmo de ressincronização exige a medição das tensões da rede principal, foi montada uma nova placa, mostrada na Figura 4.29, contendo o mesmo circuito apresentado na Figura 4.26, e feita a calibração de forma idêntica à mostrada anteriormente. Em seguida foi testado o algoritmo de ressincronização, primeiramente apenas entre o conversor formador de rede e a rede principal, e em seguida adicionado o conversor alimentador de rede e a carga resistiva para o teste final. O sistema completo pode ser observado na Figura 4.30, onde cada conversor foi montado em uma caixa termoplástica com o objetivo de deixar o sistema mais compacto e robusto, considerando ainda que outros usuários do laboratório poderão vir a trabalhar com o protótipo.

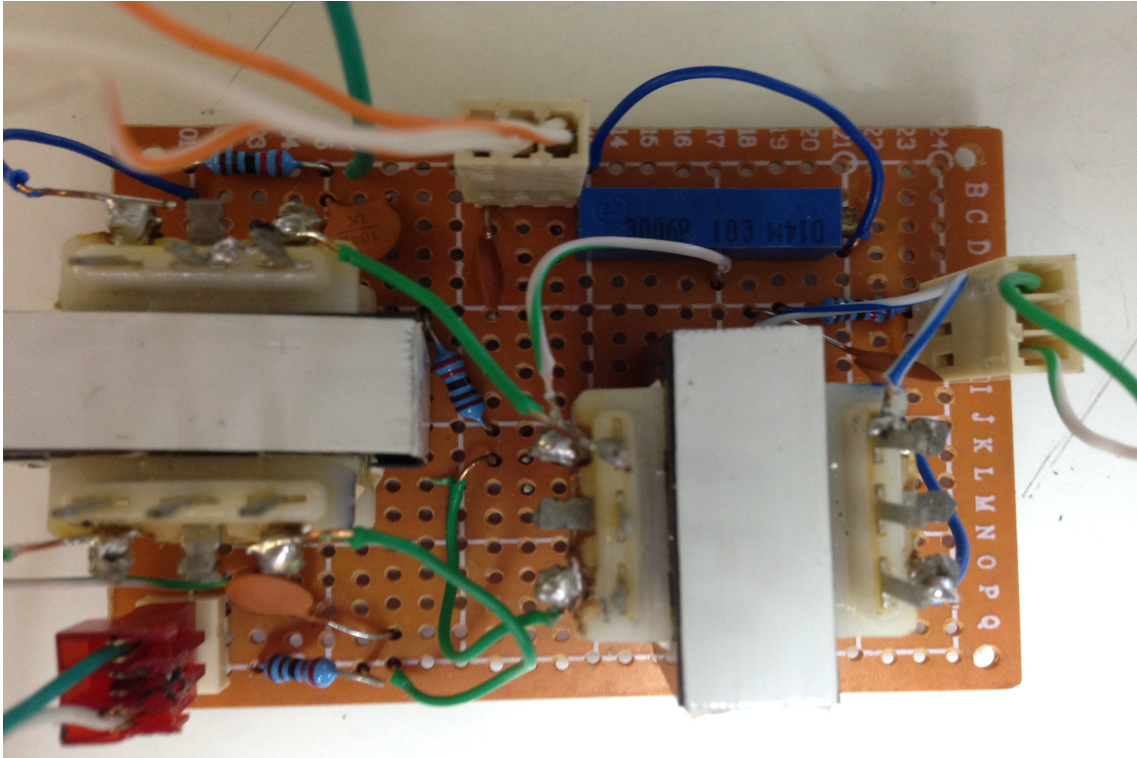


Figura 4.29: Circuito de medição das tensões da rede principal.

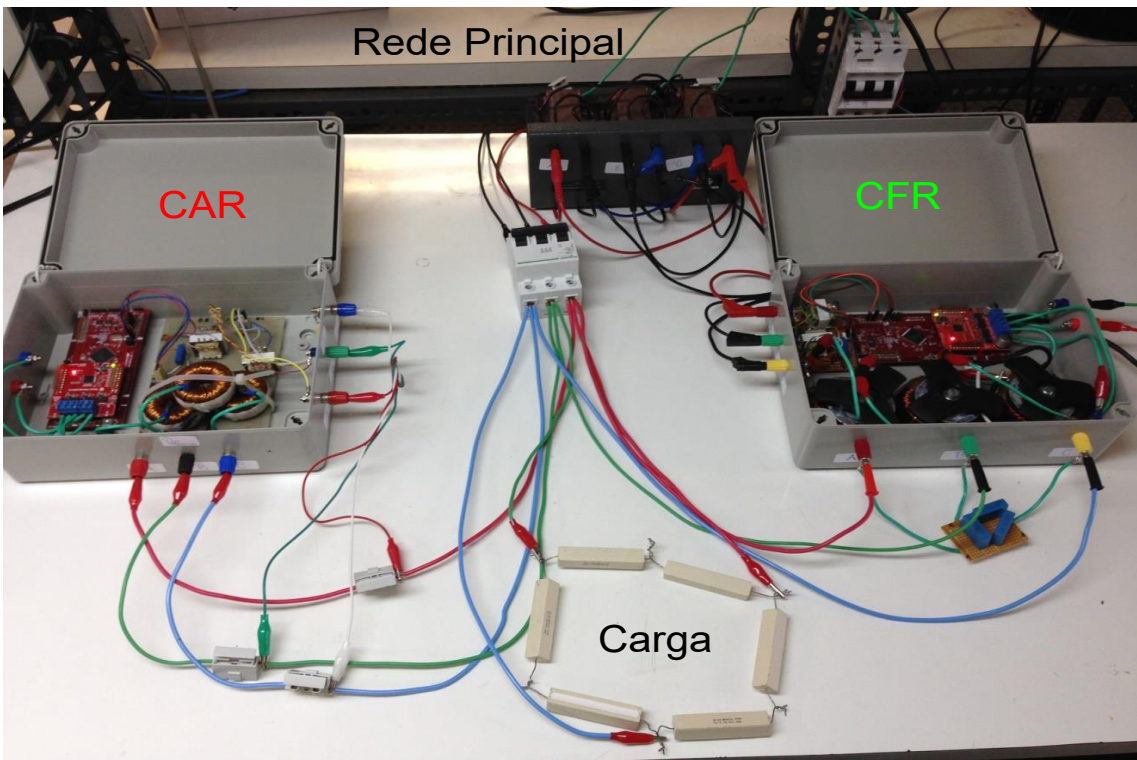


Figura 4.30: Sistema completo utilizado para o ensaio.

Em termos de alimentação CC, foi utilizada uma fonte de tensão regulada em 36 V para o CAR, e um banco de baterias para o CFR, composto por sua vez de 3 unidades de 12 V - 7 Ah em série do modelo UP1270 SEG da *UNIPOWER*, como mostrado na Figura 4.31. A metodologia de dimensionamento para o banco considerou, primeiramente, que o CFR poderia entregar totalmente a potência consumida pela carga resistiva em operação nominal, representando um caso crítico, e em seguida foi verificado no manual do fabricante o tempo de descarga especificado para esta condição, sendo de 5 h e admitido suficiente.



Figura 4.31: Banco de baterias utilizado para alimentação do CFR.

4.4 Resumo do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados primeiramente os dispositivos de *hardware* a serem utilizados na implementação prática, sendo o *Launchpad* LAUNCHXL-F28377S para o processamento e o *BoosterPack* BOOSTXL-DRV8305EVM para a parte do conversor de potência, ambos da *Texas Instruments*. Em seguida foi efetuado o projeto dos conversores do protótipo, tanto em termos da planta como dos controladores. Foram então feitas simulações no PSIM de forma a avaliar a operação da planta e dos controles, cujos resultados validaram o projeto.

Em seguida foram detalhados os procedimentos experimentais para a implementação, onde primeiramente foi montada a rotina de programação através do exemplo *MonoMtrServo* no CCS. Foi então feita a calibração dos sensores utilizados para realimentação das correntes e tensões, permitindo então o começo dos testes de operação para cada tipo de conversor. O conversor formador de rede foi então montado, e o controle de tensão testado experimentalmente. Em sequência, foi feita a montagem de uma placa para a aquisição das tensões da microrrede em um nível adequado para o microprocessador, e então implementado o PLL em uma rotina no CCS, onde verificou-se o rastreamento da frequência das tensões da microrrede corretamente, e então passou-se para a implementação do CAR. O conversor foi montado e então feita uma metodologia para sua operação conjunta ao CFR, permitindo que ambos pudessem operar com suas referências nominais ao fim do processo de forma segura. Adicionou-se então uma carga trifásica resistiva para que fosse possível fazer a verificação do atendimento de potência através do controle das correntes nos eixos direto e em quadratura. E, por fim, foi feita a montagem para teste do algoritmo de sincronização para reconexão proposto, onde a microrrede operava inicialmente de forma ilhada, e em seguida o processo se iniciava de forma a colocar as tensões da microrrede com a mesma amplitude, frequência e fase da rede principal, e por fim fechava-se o disjuntor para concluir o processo.

Capítulo 5

Resultados e Discussões

Nesta seção serão apresentados os principais resultados experimentais obtidos com a montagem do protótipo de microrrede mostrado na Figura 4.30, além de discutir a validade dos mesmos de acordo com as normas internacionais. Os primeiros resultados são referentes à operação em modo ilhado, ou seja, com o disjuntor aberto entre a rede principal e a microrrede. Depois são mostrados os resultados do processo de resincronização, onde as tensões entre os dois sistemas passam a ficar com a mesma amplitude, frequência e fase, e por fim, são mostrados os resultados após o disjuntor fechar, caracterizando a operação conectada da microrrede.

5.1 Operação Autônoma

5.1.1 Controle de Tensão e Frequência pelo CFR

A Figura 5.1 mostra as tensões trifásicas controladas pelo conversor formador de rede no modo ilhado, com referências dadas de acordo com o nível de tensão e frequência da rede principal, ou seja, aproximadamente $15 V_{rms}$ e 60 Hz. Pode-se observar que as tensões se encontram balanceadas, além de obedecerem às referências dadas para o controle, o que pode ser ainda melhor investigado com uma análise de Fourier, exibida na Figura 5.2. Esta por sua vez mostra que a componente fundamental da tensão possui amplitude aproximada de 22,7 V, respeitando de fato a referência dada, e que as componentes harmônicas de alta frequência se encontram amplamente filtradas, caracterizando um THD de tensão da ordem de 1,74 %, respeitando ainda o limite de 2,5 % estabelecido pela IEEE Std 1547-2003. Por curiosidade, a Figura 5.3 mostra as mesmas formas de onda de tensão detalhadas anteriormente, porém na tela do osciloscópio, com o intuito de fornecer a origem dos dados analisados.

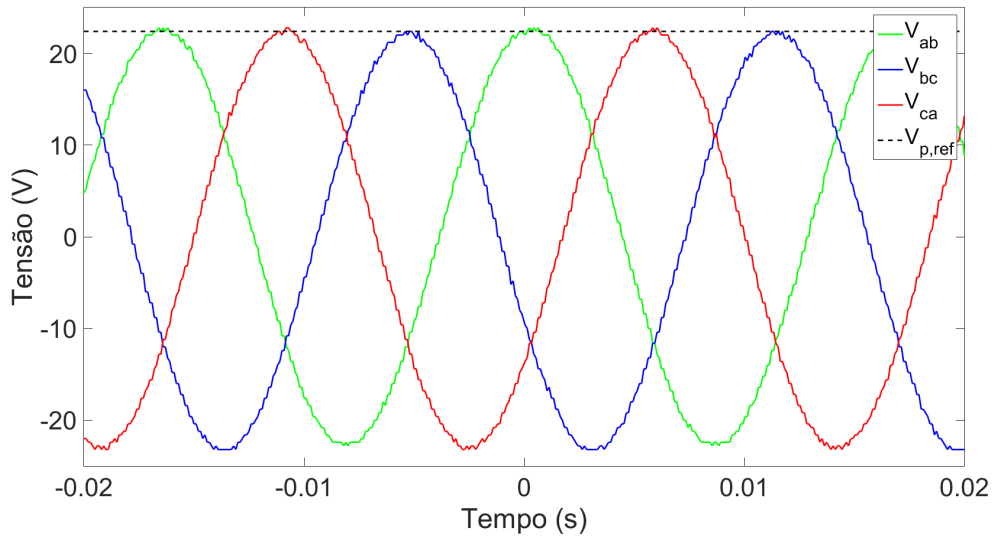


Figura 5.1: Tensões medidas na saída do CFR.

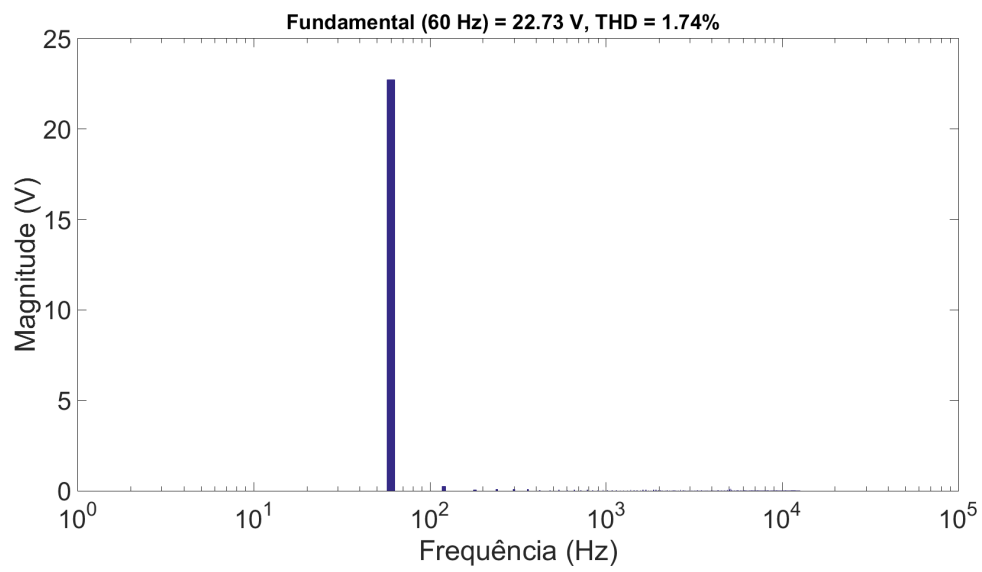


Figura 5.2: Espectro harmônico das tensões de saída do CFR.

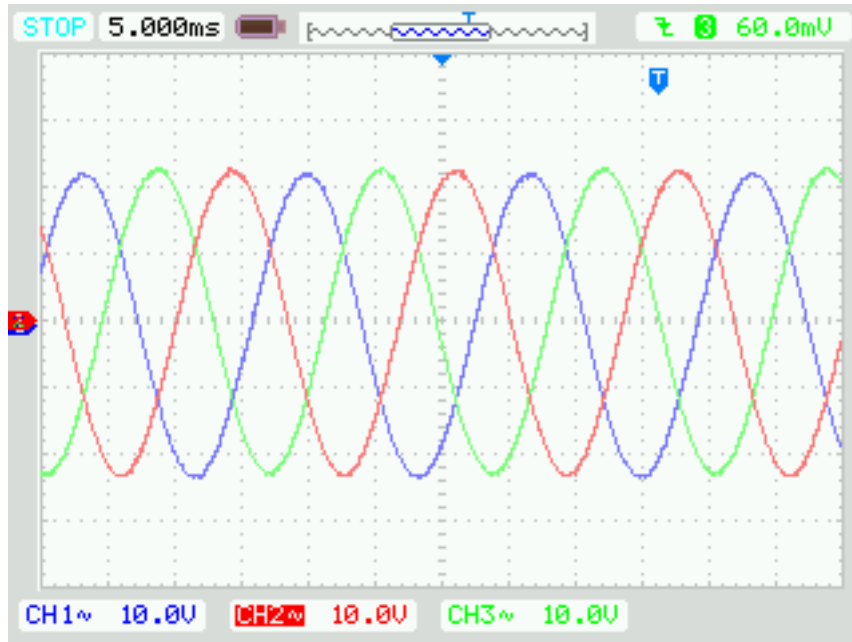


Figura 5.3: Tensões medidas na saída do CFR vistas no osciloscópio.

5.1.2 Controle de Corrente e Potência pelo CAR

Ainda referente à operação ilhada, a Figura 5.4 mostra as correntes I_a , I_b e I_c controladas pelo conversor alimentador para uma referência nula de I_q e de 1 A para I_d , caracterizando uma potência reativa nula e apenas suporte de potência ativa. Percebe-se que a amplitude das correntes controladas está de acordo com a referência de 1 A dada, além do fato de estarem equilibradas entre si e sincronizadas às tensões da microrrede, uma vez que apresentam aparentemente a mesma frequência fundamental. Para uma análise mais detalhada, a Figura 5.5 exhibe o espectro harmônico de uma das correntes, onde pode-se observar que a amplitude da componente fundamental é de aproximadamente 0,99 A, estando de acordo com a referência, e que as componentes de alta frequência se encontram filtradas, caracterizando um THD de corrente de 2,33%, respeitando o limite de 5% estabelecido pela IEEE Std 1547-2003. As formas de onda originais podem ser vistas na tela do osciloscópio através da Figura 5.6. Para que se tenha a comprovação de que o controle de potência utilizado funciona adequadamente, a Figura 5.7 apresenta as formas de onda das correntes emitidas pelo alimentador de rede junto das correntes I_{aL} , I_{bL} , I_{cL} consumidas pela carga resistiva trifásica. É possível perceber que as correntes duas a duas se apresentam em fase, o que de fato caracteriza um fator de potência unitário e portanto um suporte unicamente de potência ativa, validando o controle.

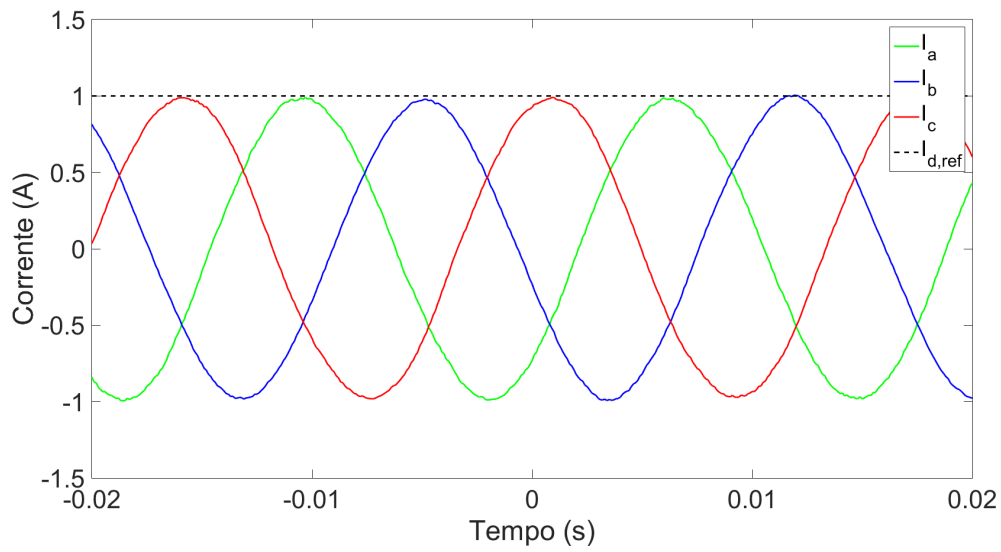


Figura 5.4: Correntes medidas na saída do CAR.

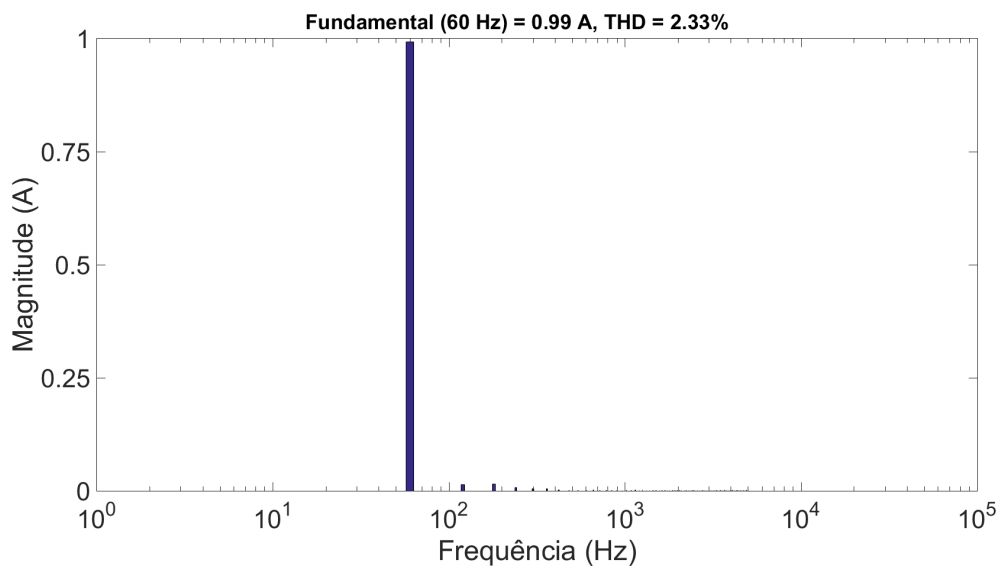


Figura 5.5: Espectro harmônico das correntes de saída do CAR.

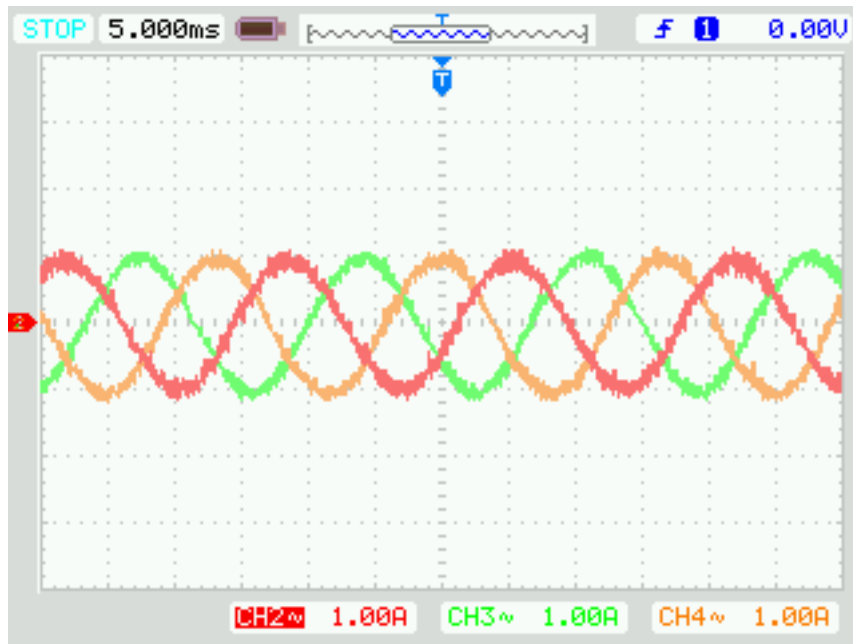


Figura 5.6: Correntes medidas na saída do CAR vistas no osciloscópio.

Além disso, a Figura 5.8 mostra as formas de onda de corrente das fases “b” e “c” na tela do osciloscópio, de onde foram tirados os resultados. Perceba que a aquisição das correntes referentes à fase “a” não foi necessária neste caso, uma vez que por imposição do circuito a mesma pode ser encontrada pelo simétrico da soma das outras duas. Um outro detalhe a se ressaltar é a presença de ruídos existentes nas medições de corrente, os quais foram atenuados para as análises feitas anteriormente através de um filtro clássico de média móvel com frequência de corte de 1.32 kHz.

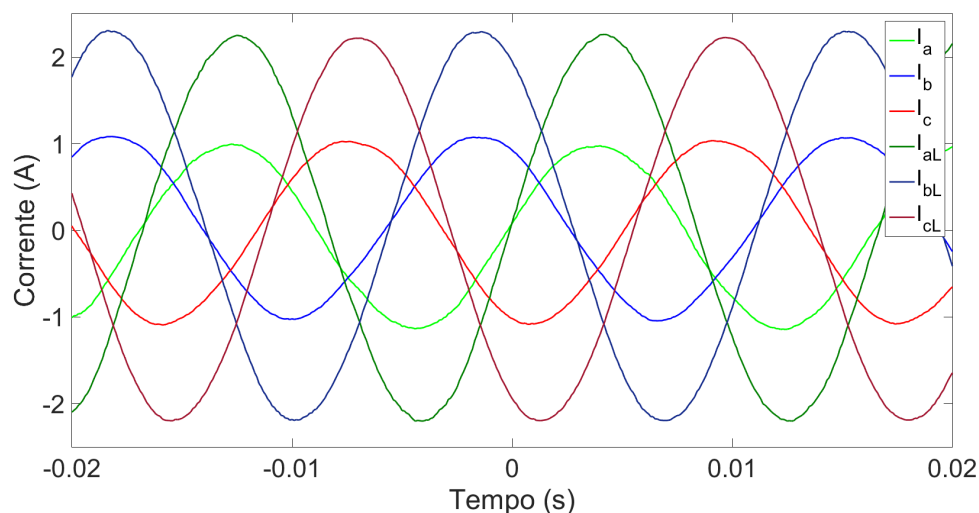


Figura 5.7: Correntes medidas na saída do CAR em fase com as correntes consumidas pela carga resistiva.

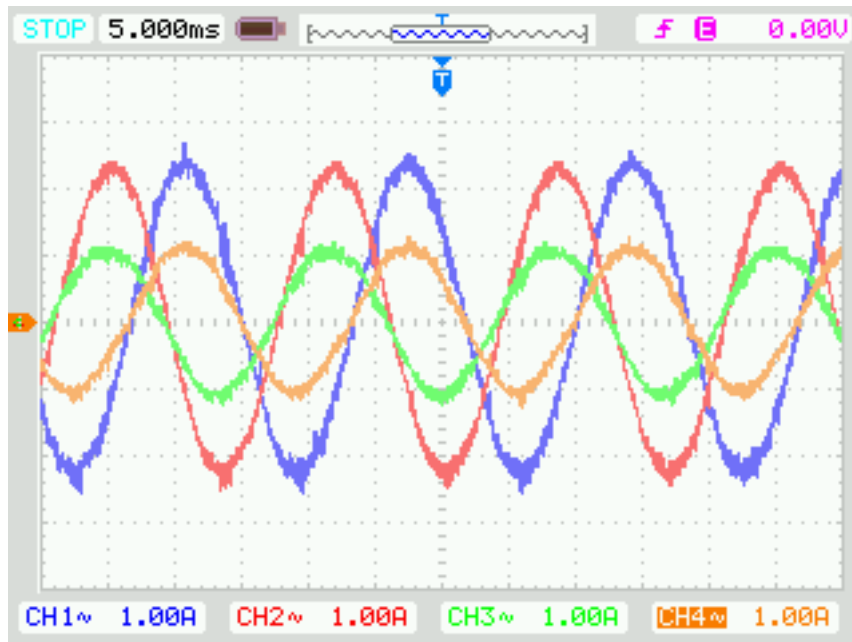


Figura 5.8: Correntes em fase vistas no osciloscópio.

Considerando a alimentação do formador de rede através de um banco de baterias, permitindo que a potência ativa seja tanto gerada quanto consumida pelo elo CC, foi feito um teste de forma ao conversor alimentador de rede suprir tanto a carga resistiva quanto o conversor formador de rede, alimentando o banco de baterias por consequência. Para isto, foi ajustada uma tensão CA de 10 V de pico no formador de rede, o que implica em correntes demandadas pela carga da ordem de 1 A de pico, e em seguida regulada uma corrente de eixo direto de 2 A no alimentador de rede, mantendo-se o valor nulo para a corrente de eixo em quadratura. A Figura 5.9 apresenta o resultado através das formas de onda da corrente I_{CAR} de saída do alimentador de rede em laranja, da corrente I_L consumida pela carga resistiva em vermelho, e da corrente I_{CFR} consumida pelo formador de rede em verde, todas referentes à fase “b”, onde é possível observar que as três se encontram em fase e se complementam, confirmando que o CAR alimenta simultaneamente a carga resistiva e o CFR apenas com potência ativa. As formas de onda originais podem ser vistas na tela do osciloscópio através da Figura 5.10.

5.1.3 Operações com geração e consumo de potência reativa

A título de curiosidade, foram também abordadas as situações onde o conversor gera e consome apenas potência reativa, caracterizado por uma referência nula para a corrente I_d e não nula para a corrente I_q . Foi utilizada uma referência de 1 A para a corrente de eixo em quadratura no sentido de gerar potência reativa e regulada a tensão CA da microrrede para um valor de pico de 10 V no CFR, com o intuito

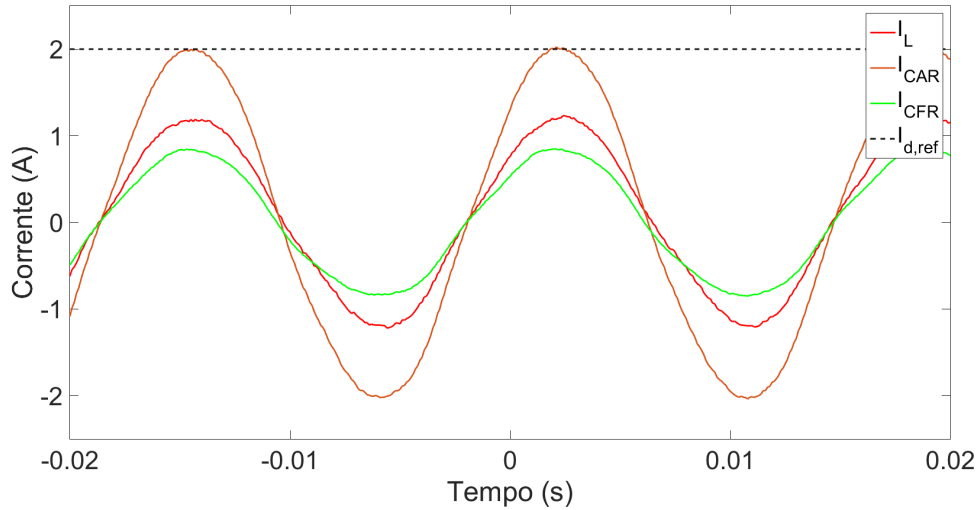


Figura 5.9: Corrente de saída do CAR, consumida pela carga e consumida pelo CFR na situação onde o alimentador de rede provê potência para ambos.

de manter as correntes consumidas pela carga em amplitude próxima a 1 A. A Figura 5.11 apresenta o resultado obtido, contendo as correntes referentes à fase “b” do alimentador de rede e da carga resistiva, de onde se pode perceber uma defasagem de 90° tal que as correntes do alimentador apresentam-se atrasadas, o que de fato caracteriza uma geração apenas de reativo na convenção de gerador utilizada na medição.

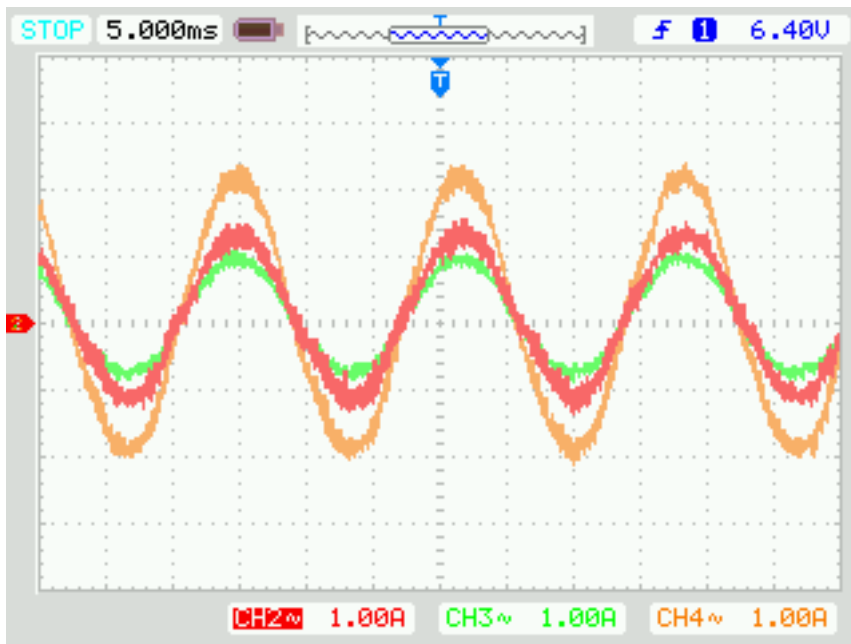


Figura 5.10: Corrente de saída do CAR (laranja), consumida pela carga (vermelho) e consumida pelo CFR (verde) vistas no osciloscópio.

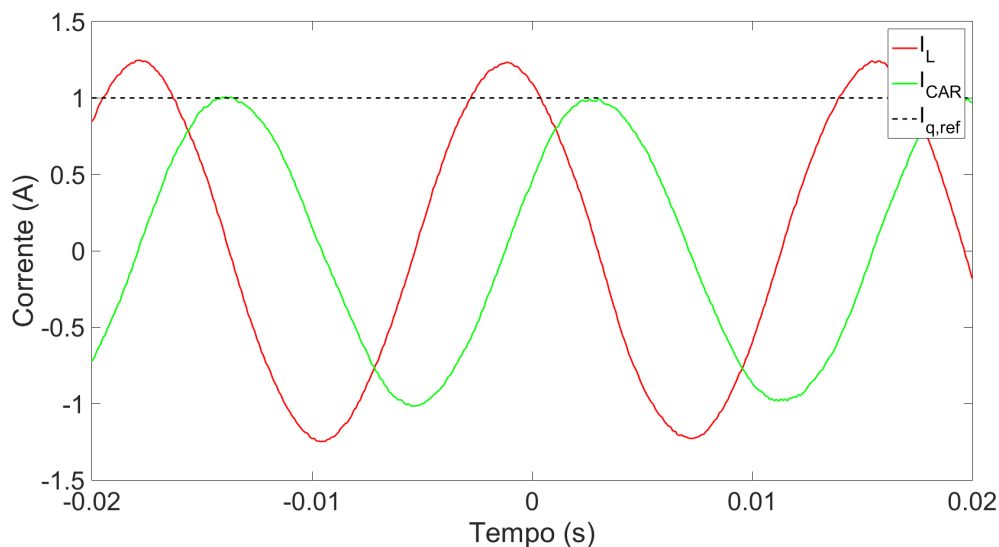


Figura 5.11: Corrente de saída do CAR (verde) atrasada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).

Deve-se ressaltar que o atraso nas correntes do alimentador apenas indicaria um consumo de reativo se a convenção utilizada na medição fosse de uma carga, com correntes entrando, e não de uma geração, com as correntes saindo, como é o caso. As formas de onda originais podem ser vistas na tela do osciloscópio através da Figura 5.12.

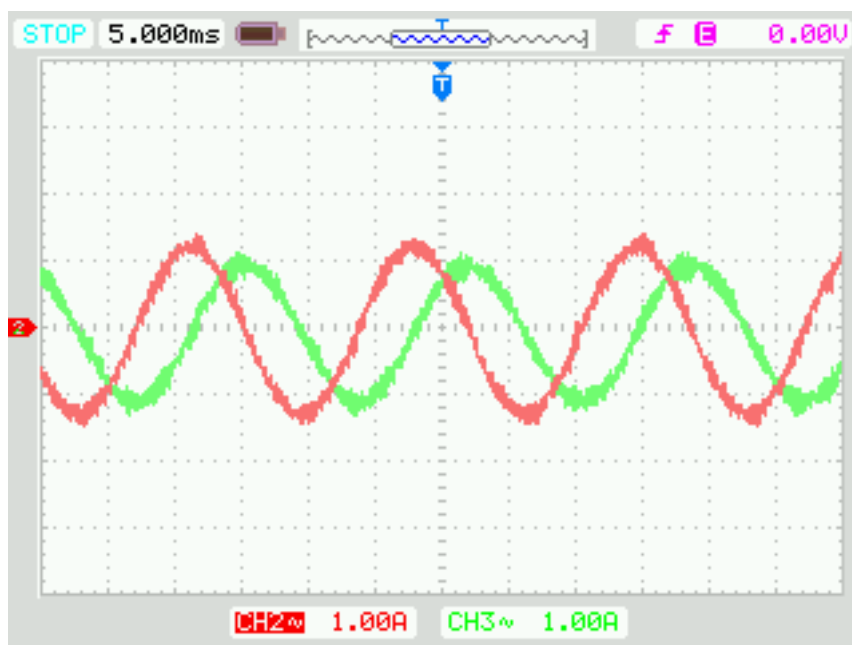


Figura 5.12: Corrente de saída do CAR (verde) atrasada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).

O resultado referente ao consumo de reativo pode ser observado através das Figuras 5.13 e 5.14, onde foi dada uma referência de mesma magnitude para a corrente de eixo em quadratura em relação ao caso anterior. Percebe-se que de fato as correntes de saída do alimentador de rede passam a estar adiantadas das correntes consumidas pela carga resistiva, indicando um consumo apenas de reativo.

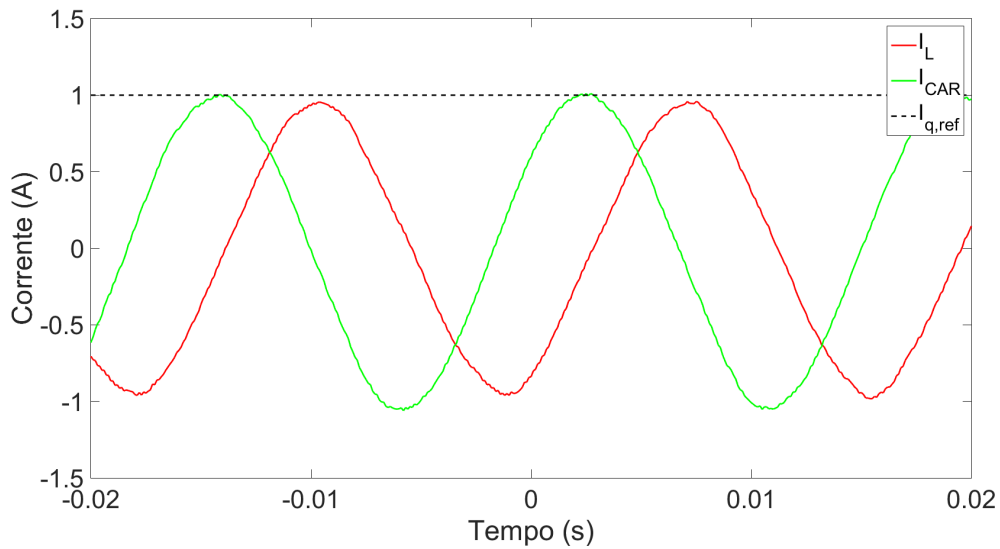


Figura 5.13: Corrente de saída do CAR (verde) adiantada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).

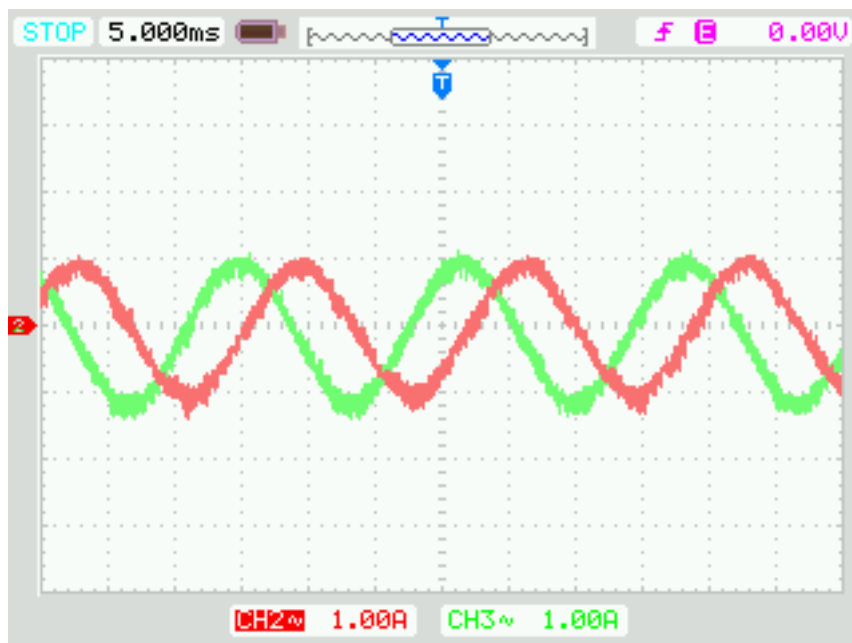


Figura 5.14: Corrente de saída do CAR (verde) adiantada de 90° da corrente consumida pela carga resistiva (vermelho).

Um detalhe interessante que pode ser apontado ao se comparar os dois últimos casos abordados é o fato das correntes consumidas pela carga no caso de geração de reativo possuírem uma amplitude ligeiramente maior do que no outro. Isto ocorre pois a geração de reativo tem como consequência um aumento na tensão da microrrede, o que acarreta em correntes de maior amplitude demandadas pela carga resistiva. Já no caso de consumo de reativo, o inverso ocorre, implicando em uma ligeira redução na amplitude das correntes consumidas pela carga resistiva.

5.2 Ressincronização com a Rede Principal

Com relação ao processo de ressincronização, o mesmo pode ser tão mais suave, caracterizando uma menor variação de frequência e fase no tempo, quanto se queira, bastando-se ajustar o parâmetro limite para $\frac{d(\Delta\theta)}{dt}$. A contrapartida é o aumento no tempo do processo, que pode ou não ser relevante dependendo da aplicação. A seguir são mostrados dois resultados de exemplo com diferentes parâmetros:

- Defasagem inicial entre as tensões do inversor e da rede: $\Delta\theta_0 = 180^\circ$;
- Limitação de derivada: $\frac{d(\Delta\theta)}{dt} \leq 0,01 \text{ rad/s}$.

A Figura 5.15 exibe o resultado referente a este caso através das tensões da microrrede em vermelho e da rede principal em azul. O processo se inicia com a borda de subida do CH3 em verde, onde a defasagem entre as tensões é próxima de 180° , representando o pior caso possível, e após aproximadamente 9 ciclos as tensões se encontram sincronizadas, apresentando mesma amplitude, frequência e fase.

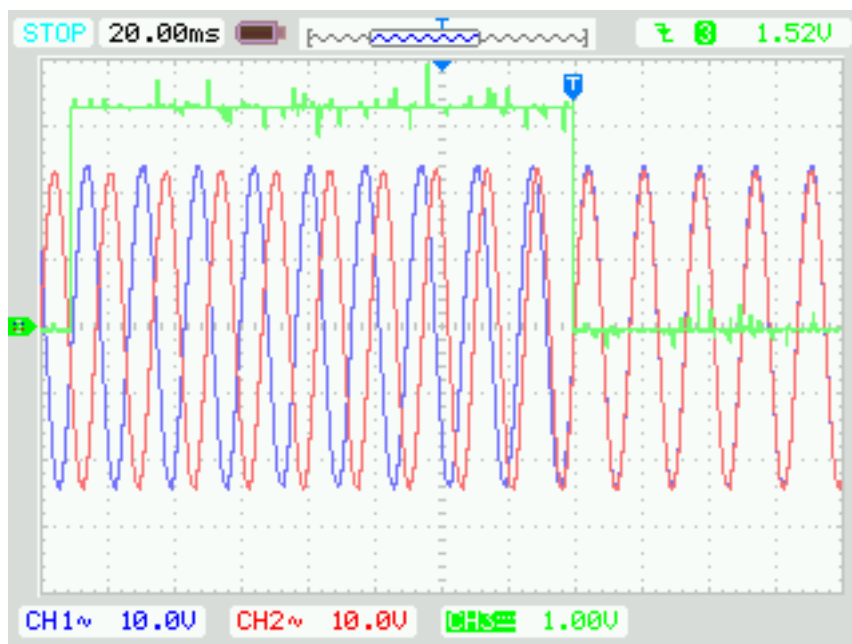


Figura 5.15: Processo de ressincronização utilizando limitação de 0,01 rad/s.

- Defasagem inicial entre as tensões do inversor e da rede: $\Delta\theta_0 = 180^\circ$;
- Limitação de derivada: $\frac{d(\Delta\theta)}{dt} \leq 0,75 \text{ rad/s}$.

O segundo resultado pode ser observado na Figura 5.16, onde o processo se inicia também com a borda de subida do CH3 em verde, com as tensões defasadas aproximadamente de 180° , e termina entre 4 a 5 ciclos depois, com as tensões possuindo mesma amplitude, frequência e fase. Percebe-se que o processo no segundo caso de fato foi mais rápido, porém com a consequência de se ter uma maior variação de frequência e fase no tempo, o que caracteriza uma menor suavidade, podendo ou não ser relevante para a aplicação.

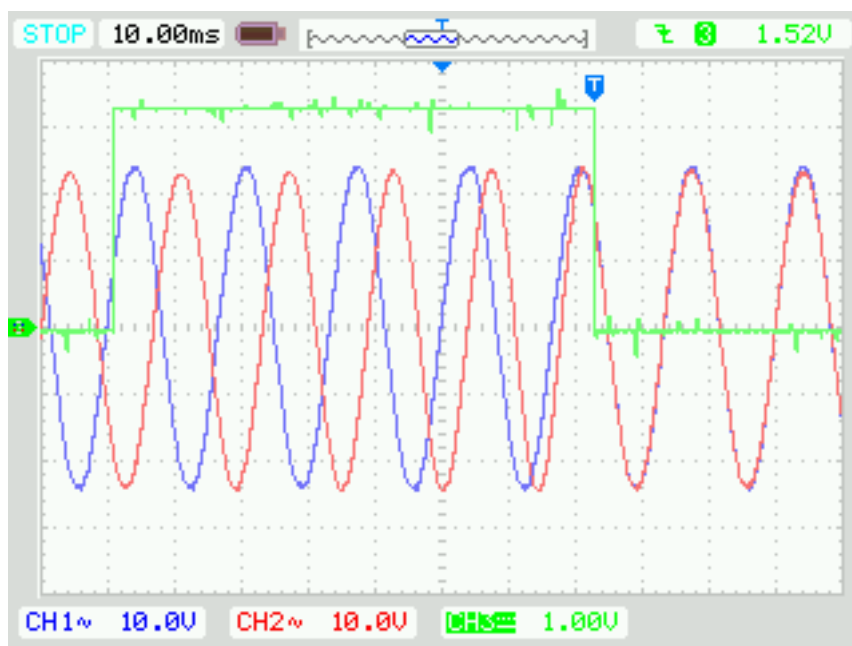


Figura 5.16: Processo de resincronização utilizando limitação de $0,75 \text{ rad/s}$.

5.3 Reconexão com a Rede Principal

Após a obtenção dos resultados referentes ao processo de sincronização da microrrede com a rede principal, foram feitos ensaios para avaliar, finalmente, a reconexão. A Figura 5.17 exibe o processo através das formas de onda de tensão da microrrede em azul, tensão da rede principal em vermelho, e correntes referentes às fases “b” e “c” do alimentador de rede em amarelo e verde, respectivamente. Para facilitar a visualização do processo, a amplitude da tensão da microrrede foi colocada ligeiramente menor que a da rede principal, de forma que as tensões passam a ter a mesma amplitude apenas após o fechamento do disjuntor. Pode-se perceber que o transitório decorrente do processo possui duração da ordem de 1 ciclo de tensão. A

Figura 5.18 apresenta o mesmo procedimento, porém mostrando o efeito da reconexão nas correntes consumidas pela carga resistiva.

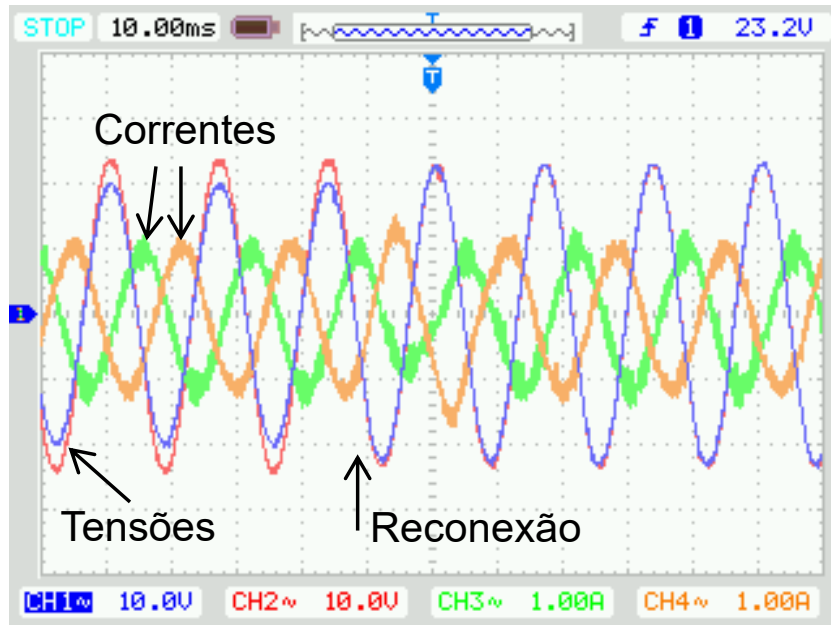


Figura 5.17: Processo de reconexão com a rede principal após a sincronização, contendo a tensão da microrrede (azul), da rede principal (vermelho), e correntes do alimentador de rede (verde e amarelo).

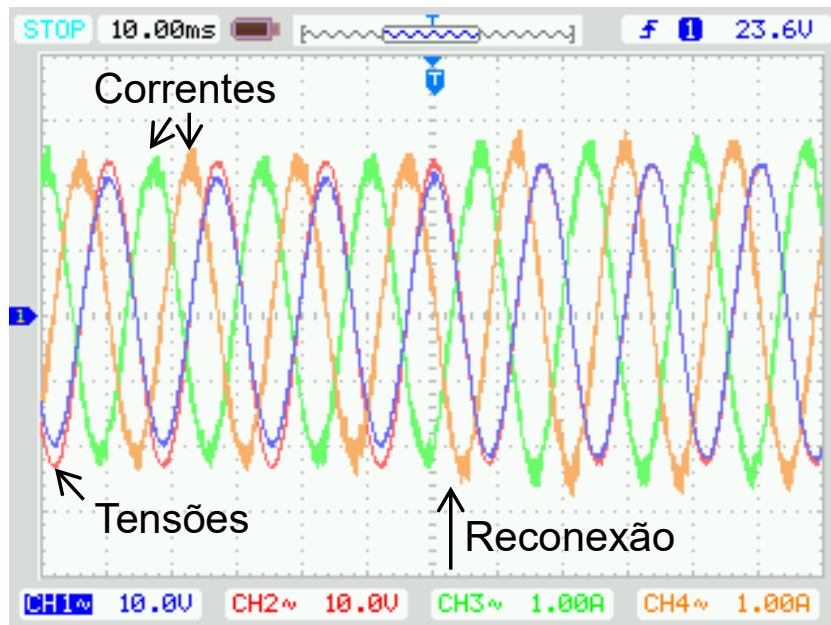


Figura 5.18: Processo de reconexão com a rede principal após a sincronização, contendo a tensão da microrrede (azul), da rede principal (vermelho), e correntes consumidas pela carga (verde e amarelo).

Novamente, a tensão da microrrede em azul passa a possuir mesma amplitude da tensão da rede principal em vermelho após a reconexão. O transitório gerado pelo processo pode ser observado através das correntes consumidas pela carga em verde e amarelo, com uma duração da ordem de 1 ciclo. Ressalta-se que a amplitude das correntes sofre um aumento devido à ligeira mudança no nível de tensão.

5.4 Resumo do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os principais resultados experimentais obtidos com o protótipo em escala reduzida de microrrede ilhada. As Figura 5.1, 5.2 e 5.3 mostraram que o controle de tensão funcionou adequadamente regulando as tensões trifásicas de saída do formador de rede em termos de amplitude e frequência, como era o desejado, e o THD obtido para as tensões foi de aproximadamente 1,74%, estando de acordo com o estabelecido por norma. Já em termos do controle de corrente e sincronização, as Figura 5.4, 5.5 e 5.6 mostraram que o conversor alimentador de rede regula adequadamente suas correntes de saída em amplitude de acordo com a referência dada, e em frequência de acordo com as tensões da microrrede. O THD obtido para as correntes foi de aproximadamente 2,33%, obedecendo o estabelecido por norma. Para comprovar o controle de potência de acordo com as referências dadas para as correntes de eixo direto e em quadratura, foi feito um ensaio medindo-se as correntes de saída do alimentador de rede e consumidas pela carga resistiva, cujo resultado pôde ser visto através das Figura 5.7 e 5.8, e mostrou que as correntes duas a duas estavam aproximadamente em fase, correspondendo a um fator de potência unitário. Este resultado pode ser comparado com os obtidos via simulação e mostrados na Figura 4.11, indicando uma boa proximidade entre a teoria e a prática. Ainda considerando um transporte unicamente de potência ativa, foi feito um teste onde o CAR alimenta tanto a carga resistiva quanto o CFR, sendo mostrado nas Figura 5.9 e 5.10, onde as correntes medidas se encontram em fase e se complementam, como previsto. Foram também testados, por curiosidade, condições de consumo e geração de reativo por parte do alimentador de rede, que podem ser vistas através dos resultados mostrados desde a Figura 5.11 até 5.14, onde as correntes de saída do CAR e consumidas pela carga apresentaram uma defasagem de aproximadamente 90°, além de influenciar na amplitude da tensão da microrrede e, portanto, das correntes consumidas pela carga, sendo aumentada no caso de geração de reativo, e reduzida no caso de consumo de reativo, como esperado. Em seguida foi avaliado o processo de resincronização com a rede principal, mostrado por sua vez nas Figura 5.15 e 5.16, onde a tensão da microrrede passa a ficar em fase com a tensão da rede principal, sendo a suavidade e rapidez no processo dependentes do parâmetro $\frac{d(\Delta\theta)}{dt}$ utilizado, e o algoritmo proposto foi então validado experi-

mentalmente. Por fim, fechou-se o disjuntor contido na interface entre a microrrede e a rede principal e foi feita aquisição das tensões da microrrede e da principal, e das correntes, tanto do alimentador de rede, quanto da carga resistiva, podendo ser vistas nas Figuras 5.17 e 5.18.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Resumo do Trabalho e Conclusões

Através da metodologia de projeto e resultados apresentados, conclui-se que a implementação dos conversores e seus respectivos controles em um protótipo de microrrede em escala reduzida ocorreu de forma bem sucedida. As tensões estabelecidas na microrrede foram controladas pelo formador de rede, mantendo amplitude e frequência reguladas de forma adequada, e as correntes sintetizadas pelo alimentador de rede se encontram sincronizadas às mesmas, seguindo as referências dadas para o controle. A seção 5.1.2 abordou casos onde o alimentador de rede providencia potência para as cargas, caracterizando um fator de potência unitário, e também um caso onde a potência é fornecida tanto para as cargas quanto para o formador de rede, providenciando a alimentação para o banco de baterias utilizado na alimentação, sendo ambos validados através da comparação entre as correntes geradas e consumidas. Já na seção 5.1.3, foram obtidos resultados onde o conversor alimentador de rede gera e consome potência reativa, o que pôde ser observado através da defasagem de 90° entre as correntes de saída e consumidas pelas cargas, além da pequena mudança na tensão estabelecida na microrrede, sofrendo um aumento no caso de geração de reativo, e uma redução no caso de consumo de reativo, estando de acordo com o esperado.

Além disso, foram obtidos resultados experimentais do algoritmo proposto de sincronização suave para reconexão, exibidos por sua vez na seção 5.2. As tensões da microrrede e da rede principal ficaram com amplitude, frequência e fase dentro dos respectivos limites estipulados por norma antes de se efetuar a reconexão, validando experimentalmente a proposta.

Considerando o que foi dito anteriormente, e levando em conta os resultados experimentais obtidos para o processo de resincronização, conclui-se que o algoritmo proposto possui como vantagens:

- Simplicidade de implementação, devido a sua composição de funções matemáticas e lógicas elementares, além de possuir uma dinâmica similar a de um PLL em termos de pequenos sinais. Isto permite que o controlador PI seja ajustado por metodologias já conhecidas na literatura.
- Suavidade controlada, permitindo que o processo seja mais suave e lento ou menos suave e rápido de acordo com o parâmetro $\frac{d(\Delta\theta)}{dt}$ utilizado, possibilitando sua aplicação de acordo com a necessidade;
- Mantém as tensões da microrrede sincronizadas às da rede principal ao final do processo, não necessitando de dispositivos de comunicação ou controle externo para efetuar a reconexão. Como consequência, o algoritmo pode ser aplicado a uma gama maior de sistemas.

Por fim, foi feito o fechamento do disjuntor contido na interface entre a microrrede e a rede principal. A seção 5.3 mostrou que a tensão da microrrede passa a ser exatamente igual à da rede principal, uma vez que esta possui uma característica mais forte, e as correntes tanto do alimentador de rede quanto consumidas pelas cargas sofrem um pequeno transitório no processo. Uma análise mais profunda não foi feita com relação à reconexão em si, uma vez que não era parte do escopo deste trabalho.

Conclui-se então que os algoritmos existentes na literatura para o controle de tensão, de sincronização e de corrente no referencial síncrono foram implementados adequadamente, produzindo resultados experimentais bastante satisfatórios. Além disso, o algoritmo proposto neste trabalho para a resincronização de uma microrrede ilhada foi validado experimentalmente, atingindo-se um dos objetivos apresentados. Por fim, ressalta-se que o protótipo de microrrede ilhada em escala reduzida foi montado e testado, estando disponível para uso em laboratório e teste de outros algoritmos de controle, facilitando a aquisição de resultados experimentais para publicação, sendo atingido o outro objetivo do trabalho.

6.2 Propostas de Trabalhos Futuros

Como primeira proposta, prevê-se que sejam utilizadas outras configurações de carga a serem atendidas pelo protótipo de microrrede ilhada, uma vez que a carga exclusivamente resistiva utilizada neste trabalho representa um caso muito favorável e pouco genérico.

Outra proposta provém da utilização de outras malhas de controle de corrente e tensão ao invés das utilizadas no referencial síncrono, podendo ser testados por

exemplo controladores do tipo proporcional-ressonante e seus resultados experimentais comparados com os obtidos neste trabalho.

Uma terceira proposta seria adicionar uma malha de controle interna de corrente ao controle de tensão empregado no formador de rede, possibilitando uma limitação em suas correntes de saída e, por consequência, adicionando um grau maior de proteção ao conversor.

Sugere-se também que seja feita uma análise do processo de sincronização para a reconexão de sistemas a conversores sob condições de distorção e desbalanceamento, cujo estudo começa a se aproximar ainda mais de sistemas reais de potência.

Ainda, é proposto que sejam adicionados outros conversores para compor o protótipo de microrrede ilhada, incluindo mais alimentadores de rede e conversores de suporte. Esta proposta tem como objetivo gerar um *benchmark* (sistema de testes), permitindo que os resultados experimentais sejam obtidos em um sistema padronizado.

Referências Bibliográficas

- [1] *RESENHA ENERGÉTICA BRASILEIRA*. Secretaria de Planejamento e Desenvolvimento Energético, Ministério de Minas e Energia. Resenha Energética, 2016.
- [2] XIE, L., CARVALHO, P. M. S., FERREIRA, L. A. F. M., et al. “Wind Integration in Power Systems: Operational Challenges and Possible Solutions”, *PROCEEDINGS OF THE IEEE*, v. 99, n. 1, 2011.
- [3] WU, M., XIE, L., CHENG, L., et al. “A Study on the Impact of Wind Farm Spartial Distribution on Power System Sub-Synchronous Oscillations”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS*, v. 31, maio 2016.
- [4] BARKER, P. P., DE MELLO, R. W. “Determining the impact of distributed generation on power systems. I. Radial distribution systems”, *IEEE Power Eng*, jul. 2000.
- [5] PUTTGEN, H. B., MACGREGOR, P. R., LAMBERT, F. C. “Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era?” *IEEE Power Energy Mag*, v. 1, n. 1, fev. 2003.
- [6] DE AZEVEDO PEREIRA, R. G. *Análise de Investimento em Geração Renovável a Partir da Teoria de Portfóleo*. Dissertação de M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2014.
- [7] *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems*. IEEE Std 1547-2003, 2003.
- [8] *IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems*. IEEE Std 1547-2011, 2011.
- [9] HAN, H., HOU, X., YANG, J., et al. “Review of Power Sharing Control Strategies for Islanding Operation of AC Microgrids”, *IEEE TRANSACTIONS ON SMART GRID*, v. 7, n. 1, jan. 2016.

- [10] EGWEBE, A. M., FAZELI, M., IGIC, P., et al. “Implementation and Stability Study of Dynamic Droop in Islanded Microgrids”, *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, v. 31, n. 3, 2016.
- [11] *ABNT NBR 62116 Test procedure of islanding prevention measures for utility-Interconnected photovoltaic inverters*. ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2012.
- [12] *ABNT NBR 16149 Photovoltaic (PV) systems – Characteristics of the utility interface*. ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2013.
- [13] *ABNT NBR 16150 Photovoltaic (PV) systems — Characteristics of the utility interface — Conformity test procedure*. ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2013.
- [14] ALVES, A. G. P., DIAS, R. F. S., ROLIM, L. G. B. “Smooth Synchronization Method for the Reconnection of Islanded Microgrids”, *VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, maio 2018.
- [15] MENDONÇA, L. P. *Introdução às Microrredes e Seus Desafios*. Projeto de graduação, UFRJ, RJ, Brasil, 2011.
- [16] ROCABERT, J., LUNA, A., BLAABJERG, F., et al. “Control of Power Converters in AC Microgrids”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 27, n. 11, nov. 2012.
- [17] F.KATIRAEI, IRAVANI, R., N.HATZIARGYRIOU, et al. “Microgrids Management”, *IEEE Power Energy Mag*, v. 6, n. 3, 2008.
- [18] BIALASIEWICZ, J. T. “Renewable Energy Systems With Photovoltaic Power Generators: Operation and Modeling”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, v. 55, n. 7, 2008.
- [19] SERBAN, E., ORDONEZ, M., PONDICHE, C. “Voltage and Frequency Grid Support Strategies Beyond Standards”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 32, n. 1, jan. 2017.
- [20] DESHPANDE, S., BHASME, N. R. “A Review of Topologies of Inverter for Grid Connected PV Systems”, *International Conference on Innovation in Power and Advanced Computing Technologies*, 2017.
- [21] ALBANNA, A., MALBURG, A., ANWAR, M., et al. “Performance Comparison and Device Analysis Between Si IGBT and SiC MOSFET”, *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2016.

- [22] RAHMAN, M. F., NIKNEJAD, P., BARZEGARAN, M. R. “Comparing the Performance of Si IGBT and SiC MOSFET Switches in Modular Multilevel Converters for Medium Voltage PMSM Speed Control”, *IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, fev. 2018.
- [23] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics - Converters, Applications and Design*. 2 ed. , John Wiley & Sons, 1995.
- [24] LOPES, L. C. G. *Conversores de Tensão sem Intercomunicação Rápida Conectados em Microrredes Desbalanceadas*. Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2015.
- [25] SOULTANIS, N. L., PAPATHANASIOU, S. A., HATZIARGYRIOU, N. D. “A Stability Algorithm for the Dynamic Analysis of Inverter Dominated Unbalanced LV Microgrids”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 22, n. 1, 2007.
- [26] LAAKSONEN, H. J. “Protection Principles for Future Microgrids”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 12, 2010.
- [27] ROCABERT, J., AZEVEDO, G. M. S., LUNA, A., et al. “Intelligent Connection Agent for Three-Phase Grid-Connected Microgrids”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 10, 2011.
- [28] CHANGHEE, C., JIN-HONG, J., JONG-YUL, K., et al. “Active Synchronization Control of a Microgrid”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 12, 2011.
- [29] YAZDANI, A., IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, And Applications*. 1 ed. , John Wiley & Sons, 2010.
- [30] LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*. 3 ed. , Springer, 2001.
- [31] DE OLIVEIRA RODRIGUES, R. *Conversores VSC Controlados por Corrente Conectados em Redes de Distribuição: Análise de Interações Adversas*. Dissertação de Ms.C., COPPE/UFRJ, COPPE, RJ, Brasil, 2015.
- [32] TEODORESCU, R., LISERRE, M., RODRIGUEZ, P. *GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS*. 1 ed. , John Wiley & Sons, 2011.
- [33] HUANG, J., YUAN, X. “Impact of the Voltage Feed-Forward and Current Decoupling on VSC Current Control Stability in Weak Grid Based on Complex Variables”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015.

- [34] GUO, X., WU, W., GU, H. “Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review”, *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY*, abr. 2011.
- [35] ROLIM, L., D.R. DA COSTA, J., AREDES, M. “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, v. 53, n. 6, dez. 2006.
- [36] OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5 ed. , Pearson, 2009.
- [37] BAJRACHARYA, C., MOLINAS, M., SUUL, J. A., et al. “Understanding of tuning techniques of converter controllers for VSC-HVDC”, *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, 2008.
- [38] BAJRACHARYA, C. “Control of VSC-HVDC for Wind Power”, *Specialization Project, NTNU*, jan. 2008.
- [39] UMLAND, J. W., SAFIUDDIN, M. “Magnitude and Symmetric Optimum Criterion for the Design of Linear Control Systems: What Is It and How Does It Compare with the Others?” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, v. 26, n. 3, maio 1990.
- [40] CHEN, C.-T. *Analog and Digital Control System Design: Transfer-Function, State-Space, and Algebraic Methods*. 1 ed. , Saunders College Publishing, 2006.
- [41] CHAPMAN, S. J. *Electric Machinery Fundamentals*. 5 ed. , Mc Graw Hill, 2012.
- [42] BALAGUER, I. J., LEI, Q., YANG, S., et al. “Control for Grid-Connected and Intentional Islanding Operations of Distributed Power Generation”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, v. 58, n. 1, jan. 2011.
- [43] OCHS, D. S., MIRAFZAL, B., SOTOODEH, P. “A Method of Seamless Transitions Between Grid-Tied and Stand-Alone Modes of Operation for Utility-Interactive Three-Phase Inverters”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, v. 50, n. 3, 2014.
- [44] TANG, F., GUERRERO, J. M., VASQUEZ, J. C., et al. “Distributed Active Synchronization Strategy for Microgrid Seamless Reconnection to the Grid Under Unbalance and Harmonic Distortion”, *IEEE TRANSACTIONS ON SMART GRID*, v. 6, n. 6, 2015.

- [45] D'ARCO, S., SUUL, J. A. "A Synchronization Controller for Grid Reconnection of Islanded Virtual Synchronous Machines", *2015 IEEE 6th International Symposium on PEDG*, 2015.
- [46] CORSO, T. *Projeto e Implementação de um Filtro Ativo Monofásico para Compensação de Harmônicos de Corrente*. Projeto de graduação, UFRJ, RJ, Brasil, 2017.
- [47] DE SIQUEIRA, J. C. G., BONATTO, B. D., MARTÍ, J. R., et al. "A Discussion about Optimum Time Step Size and Maximum Simulation Time in EMTP-based programs", *Elsevier*, 2015.
- [48] INSTRUMENTS, T. *BOOSTXL-DRV8305EVM User's Guide*. User's Guide, 2015.