



ANÁLISE DE UM CONVERSOR FORMADOR DE REDE APLICADO A
MICRORREDES COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA E GERAÇÃO
SOLAR FOTOVOLTAICA

Jônatas Freitas Mascarenhas Freire

Projeto de Graduação apresentado ao Corpo Docente do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Marcello da Silva Neves

Rio de Janeiro

Agosto de 2023

ANÁLISE DE UM CONVERSOR FORMADOR DE REDE APLICADO A
MICRORREDES COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA E GERAÇÃO
SOLAR FOTOVOLTAICA

Jônatas Freitas Mascarenhas Freire

PROJETO DE GRADUAÇÃO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE
ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Examinado por:

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

Eng. Marcello da Silva Neves, M.Sc.

Prof. Leonardo Francisco da Silva, M.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

AGOSTO DE 2023

Freitas Mascarenhas Freire, Jônatas

Análise de um conversor formador de rede aplicado a microrredes com armazenamento de energia e geração solar fotovoltaica / Jônatas Freitas Mascarenhas Freire. – Rio de Janeiro: UFRJ/Escola Politécnica, 2023.

XI, 63 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Marcello da Silva Neves

Projeto de Graduação – UFRJ/Escola Politécnica/
Departamento de Engenharia Elétrica, 2023.

Referências Bibliográficas: p. 51 – 53.

1. Conversor. 2. Formador de Rede. 3. Análise.
4. Microrredes. I. Guilherme Barbosa Rolim, Luís
et al. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Escola
Politécnica, Departamento de Engenharia Elétrica. III.
Análise de um conversor formador de rede aplicado a
microrredes com armazenamento de energia e geração
solar fotovoltaica.

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de agradecer aos meus pais por todo o apoio. Sem eles eu não estaria na UFRJ.

Ao PRH17 - Programa de Engenharia Ambiental na Indústria de Petróleo, Gás e Biocombustíveis da Agência Nacional de Petróleo (ANP) pelo incentivo ao projeto.

Aos colegas de curso, principalmente Knauer, pela união desde o começo do curso.

Aos membros da minha república, pela união, descontração e por terem me ajudado quando não conhecia ninguém na cidade do Rio de Janeiro.

Por fim, agradeço aos orientadores, principalmente Marcello Neves, que contribuíram com seu conhecimento e sua paciência, ao longo deste trabalho.

Resumo do Projeto de Graduação apresentado à Escola Politécnica/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

ANÁLISE DE UM CONVERSOR FORMADOR DE REDE APLICADO A
MICRORREDES COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA E GERAÇÃO
SOLAR FOTOVOLTAICA

Jônatas Freitas Mascarenhas Freire

Agosto/2023

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Marcello da Silva Neves

Departamento: Engenharia Elétrica

Neste trabalho é feita uma análise do desempenho de um conversor formador de rede aplicado à microrrede do Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT), que possui cargas e unidades geradoras fotovoltaicas. Além disso, ela é conectada à rede de distribuição convencional. O conversor formador de rede faz parte de um equipamento do laboratório conhecido como *Power Flow Interface (PFI)*, ou Interface de Fluxo de Potência, que administra o fluxo de potência entre a rede convencional e a microrrede. Idealmente, o formador de rede atua como uma fonte de tensão trifásica equilibrada com a frequência desejada e que seja capaz de alimentar as diversas cargas do LEMT. Nesse sentido, para testar o controle e comprovar as funcionalidades desejadas, assim como sua integração e interação com os demais elementos presentes na microrrede, são feitas simulações com o auxílio dos *software PSCAD*. O *MATLAB\SIMULINK* também é utilizado tanto para testes de controle quanto para análises de modelagem matemática.

Abstract of Graduation Project presented to POLI/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Electrical Engineer

ANALYSIS OF A GRID-FORMING CONVERTER APPLIED TO MICROGRIDS
WITH ENERGY STORAGE AND SOLAR PHOTOVOLTAIC GENERATION

Jônatas Freitas Mascarenhas Freire

August/2023

Advisors: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Marcello da Silva Neves

Department: Electrical Engineering

In this work, an analysis of the performance of a grid-forming converter applied to the LEMT microgrid is performed. This microgrid has nonlinear loads and is fed by the conventional utility grid and also by the photovoltaic generation units. The grid-forming converter is part of an equipment known as Power Flow Interface (PFI), which manages the power flow between the conventional grid and the microgrid. Ideally, the grid-former converter acts as a balanced three-phase voltage source with the desired frequency and is capable of powering the various loads available at LEMT. In this context, to test the control and prove the desired functionalities, as well as its integration and interaction with the other elements present in the microgrid, simulations are executed with the help of the software PSCAD. The software *MATLAB\SIMULINK* is also used for both control tests and to make the necessary mathematical modeling and gain calculations.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xi
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	3
1.2 Organização	3
2 Fundamentos Teóricos	4
2.1 Conversores	4
2.1.1 Conversor fonte de tensão trifásico	5
2.1.2 Consequências da aplicação do conversor	8
2.2 Topologia <i>Back-to-Back</i>	9
2.3 Sistema de Controle do Conversor do Lado da Microrrede	10
2.3.1 Projeto de Controle pela Resposta em Frequência	11
2.3.2 Controle da Malha Interna	13
2.3.3 Controle da Malha Externa	14
2.3.4 Modelagem do Sistema	15
2.4 Fatores de Qualidade de Energia	18
3 Projeto de Controle e Construção da Simulação	20
3.1 Resultados do Projeto de Controle	21
3.1.1 Resultados para a malha interna	21
3.1.2 Resultados para a malha externa	24

3.1.3	Diagrama de Bode obtido no <i>Simulink</i>	25
3.2	Construção da Simulação em PSCAD	27
4	Resultados da Simulação	31
4.1	Carga Nominal	32
4.2	Lado CA a Vazio	35
4.3	Carga Desequilibrada	37
4.4	Modelo Equivalente de Geração Fotovoltaica	39
4.5	Carga Não-Linear	42
4.6	Comparação Entre os Cenários	44
5	Considerações Finais	47
5.1	Projetos Futuros	49
	Referências Bibliográficas	51
A	Códigos Feitos no <i>MATLAB</i>	54
B	Código Para o Microcontrolador	61

Lista de Figuras

1.1	Representação básica da microrrede.	2
2.1	VSC trifásico de dois níveis.	6
2.2	Diagrama do equipamento PFI, que é composto por dois VCSs ligados em topologia <i>Back-to-Back</i>	9
2.3	Diagrama unifilar do conversor do lado da microrrede LEMT.	10
2.4	Esquema de controle multimalhas.	11
2.5	Diagrama de blocos que representa o circuito entre o formador de rede e a microrrede.	16
3.1	Diagramas de Bode para a malha interna de controle do CFR.	23
3.2	Diagramas de Bode para a malha externa de controle do CFR.	26
3.3	Conversor utilizado no PSCAD.	27
3.4	Circuito LC e transformador utilizados no PSCAD.	28
3.5	Bloco com o conversor e o filtro no PSCAD.	28
3.6	Bloco que emula um microcontrolador no PSCAD.	29
4.1	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para carga nominal.	33
4.2	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para carga nominal em torno de 0.4 s.	34
4.3	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o caso a vazio.	35

4.4	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o caso a vazio em torno de 0.4 s.	36
4.5	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para a carga desequilibrada.	38
4.6	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para a carga desequilibrada ao redor de 0.4s.	38
4.7	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o modelo de geração fotovoltaica no lado CA.	40
4.8	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o modelo de geração fotovoltaica no lado CA em torno de 0.4 s.	41
4.9	Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para a carga não-linear (retificador trifásico a diodo).	43
4.10	Curvas de tensão de linha da microrrede para a carga não-linear em torno de 0.4 s.	43
4.11	Comparação de THD de todos os cenários simulados.	45
4.12	Comparação de FD de todos os cenários simulados.	46

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros nominais do conversor formador de rede.	21
3.2	Ganho calculado para a malha interna.	22
3.3	Ganhos calculados para a malha externa.	25
4.1	Valores de THD das tensões de linha da microrrede para o caso nominal.	34
4.2	Harmônicos mais influentes para a carga nominal.	34
4.3	Valores de THD das tensões de linha para o caso a vazio.	36
4.4	Harmônicos mais influentes para o caso a vazio.	37
4.5	Valores de THD das tensões de linha para a carga desbalanceada.	39
4.6	Harmônicos mais influentes para a carga desequilibrada.	39
4.7	Valores de THD para o modelo de geração fotovoltaica com potência nominal.	41
4.8	Harmônicos mais influentes para o caso com o modelo de geração fotovoltaica.	42
4.9	Harmônicos mais influentes de baixa frequência com a carga não-linear.	44
4.10	Valores de THD das tensões de linha da microrrede para a carga não-linear nominal.	44

Capítulo 1

Introdução

Tradicionalmente, os sistemas de geração de energia elétrica são compostos por grandes usinas geradoras centrais. A energia produzida passa por extensas linhas de transmissão até passar pelas linhas distribuidoras de energia para chegar ao consumidor final. Em relação a esses sistemas, é importante ressaltar que há algumas desvantagens, como as perdas por efeito joule ao longo das linhas de transmissão, além do custo do material para sua construção e manutenção. Somado a isso, as grandes geradoras muitas vezes usam a queima de combustíveis fósseis.

Entretanto, os avanços tecnológicos permitiram o surgimento de uma nova maneira de se atender às demandas por energia elétrica, que é a descentralização das unidades geradoras, também conhecida como geração distribuída (GD). De acordo com [1], a GD refere-se à produção de energia elétrica nas proximidades ou em conjunto com os consumidores, de forma independente. Dentro desse contexto, é relevante abordar as microrredes, que constituem sistemas elétricos de distribuição contendo GD. Estas microrredes podem operar de maneira coordenada e controlada, seja conectadas à rede elétrica principal ou em operação autônoma, como mencionado por [2].

Neste sentido, este trabalho tem como objetivo fazer uma análise do comportamento de um conversor formador de rede aplicado à microrrede presente no Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT), que possui sis-

tema de armazenamento por baterias, diversos tipos de cargas e também unidades geradoras fotovoltaicas, como pode ser observado na Figura 1.1. O conversor formador de rede idealmente se comporta como uma fonte de tensão em corrente alternada (CA) e regula a frequência e amplitude da tensão da microrrede para valores desejados.

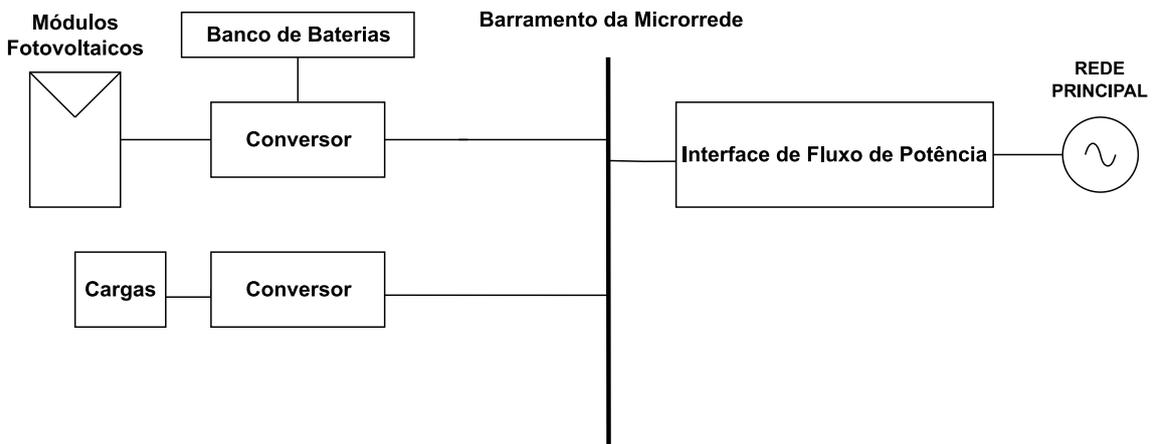


Figura 1.1: Representação básica da microrrede.

Esse conversor faz parte de um equipamento chamado *Power FLOW Interface* (PFI), ou Interface de Fluxo de Potência, que é uma topologia *back-to-back*. Além do conversor formador de rede, essa topologia inclui o conversor seguidor de rede, responsável por rastrear o sinal da distribuidora [3] e também por controlar o elo CC entre os dois conversores.

Em relação ao sistema de controle do conversor formador de rede, serão aplicados controladores proporcionais ressonantes para a obtenção de valores desejados da tensão CA. Os parâmetros desse controle serão obtidos a partir da modelagem utilizada para o conversor e pelo desempenho da regulação de tensão em testes com diferentes cargas e unidades de geração conectadas ao sistema.

Desse modo, para validar o funcionamento do controle e sua integração com os elementos da microrrede, serão feitas simulações com o auxílio do *software PS-CAD*. Para desenvolvimento da modelagem matemática do conversor eletrônico e cálculos referentes ao controlador, será utilizado o *software MatLab\Simulink*.

1.1 Objetivos

Este trabalho tem como principal objetivo o desenvolvimento de um sistema de controle de um conversor formador de rede em ambiente de simulação, assim como a análise de seu desempenho. Esse deve ser capaz de rastrear valores desejados de tensão e frequência para diversas situações e cenários.

O sistema de controle a ser desenvolvido, simulado e testado será implementado em um microcontrolador virtual construído por meio da estrutura de códigos em linguagem de programação C++ do LEMT, a LEMTLib, com o auxílio do PSCAD.

Por fim, o modelo computacional do equipamento em questão deve ser testado com diferentes topologias de cargas no lado CA, para que haja a confirmação do correto funcionamento de seu controle.

1.2 Organização

Este trabalho está estruturado em 5 capítulos. O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica necessária para compreensão do trabalho. Nele, é apresentado o PFI, alguns conceitos de controle e uma revisão dos conversores. O Capítulo 3 descreve os detalhes da implementação do simulador para a análise, além da metodologia de cálculo para os ganhos do controlador. O Capítulo 4 apresenta os resultados de simulações para diversos casos e cenários. Por fim, o Capítulo 5 apresenta as considerações finais acerca deste trabalho, contendo as conclusões e as expectativas relacionadas aos futuros trabalhos que podem ser abordados a partir deste.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

2.1 Conversores

Os conversores de potência podem ser definidos como dispositivos que controlam o fluxo de energia elétrica em um sistema e condicionam a potência de acordo com a demanda [4]. Eles desempenham um papel fundamental em muitos sistemas elétricos e eletrônicos, pois permitem a transferência eficiente e controlada de energia entre diferentes fontes, cargas e armazenamento. Uma das possíveis aplicações dos conversores ocorre em microrredes. Essas microrredes podem possuir baterias, podem ser alimentadas por mais de uma fonte (eólica e solar, por exemplo) e, além disso, podem ser classificadas como *on-grid* (conectadas à rede principal) ou *off-grid* (operação isolada). Esses fatores introduzem complexidades que podem afetar a qualidade da energia na microrrede. Nesse contexto, os conversores são utilizados para garantir a segurança energética e para adaptar a energia entre a geração, o armazenamento, as cargas e a rede principal. Esses equipamentos podem ser divididos em quatro categorias:

1. $CA \rightarrow CC$ - Esses conversores, conhecidos como retificadores, são utilizados para converter energia de uma fonte de corrente alternada para corrente contínua, o que ocorre em computadores, por exemplo;
2. $CC \rightarrow CA$ - Conhecidos como inversores, eles possuem como função trans-

formar energia de corrente contínua em corrente alternada, o que é útil em sistemas de geração fotovoltaica, já que a geração solar funciona como corrente contínua [5];

3. $CC \rightarrow CC$ - Esses conversores são utilizados para ajustar os níveis de tensão e de corrente para adequação ao sistema. Eles podem, por exemplo, elevar e/ou abaixar a tensão de entrada em relação à saída, dependendo de sua topologia;
4. $CA \rightarrow CA$ - Os conversores CA-CA alteram as características de tensão e corrente (como magnitude e frequência) em corrente alternada.

Neste trabalho, o foco está nos itens 1 e 2, que se referem a conversão de energia de corrente contínua para alternada e vice-versa.

2.1.1 Conversor fonte de tensão trifásico

O conversor utilizado neste trabalho se trata de um VSC (*Voltage Source Converter* ou Conversor Fonte de Tensão) aplicado a um circuito trifásico, conhecido como VSC trifásico de dois níveis [6]. Ele pode operar tanto como inversor ($CC-CA$) quanto como retificador ativo ($CA-CC$), desde que a tensão no lado CC seja maior do que no lado CA . Em outras palavras, essa topologia é bidirecional em corrente, mas não em tensão. O equipamento em questão pode ser observado na Figura 2.1.

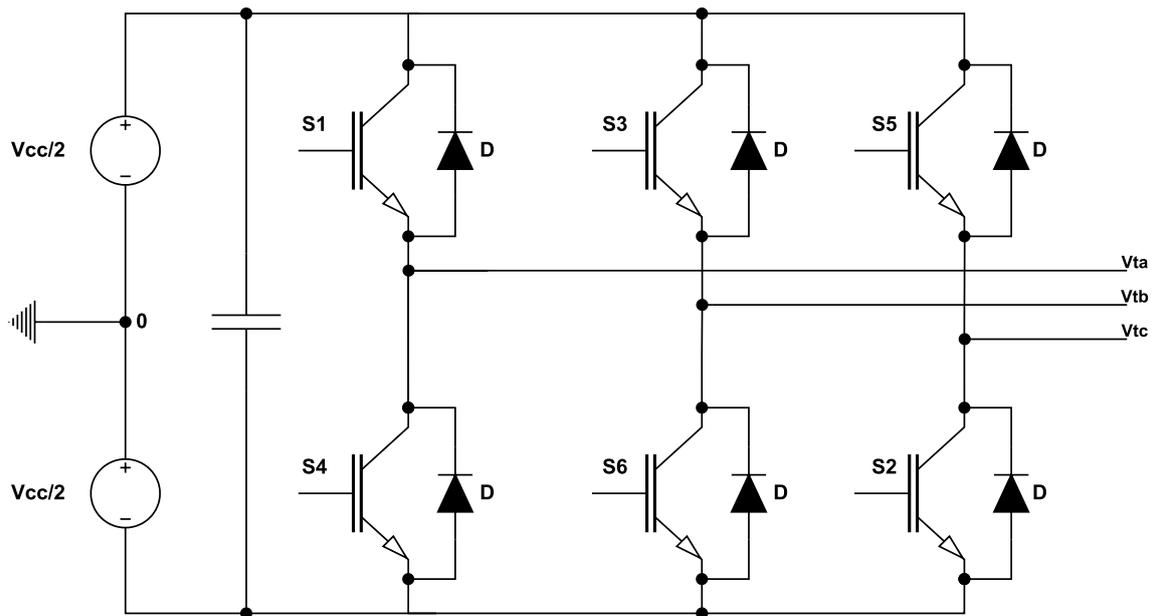


Figura 2.1: VSC trifásico de dois níveis.

Na Figura 2.1, é possível identificar que há uma entrada com tensão contínua V_{cc} e que o VSC possui dispositivos de chaveamento que podem ser controlados. Esses dispositivos são chaves semicondutoras que permitem ou interrompem o fluxo de corrente em suas respectivas malhas através de sinais de pulso e fornecem as tensões de fase V_{ta} , V_{tb} e V_{tc} [6].

Neste trabalho, os semicondutores utilizados para o controle do chaveamento são IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) visto que, como descrito em [7], eles são chaves controláveis que requerem baixa energia para entrarem em condução, possuem baixa queda de tensão durante seu estado ligado e podem ser feitos para bloquear tensões negativas, além de suportarem potências e frequências de chaveamento relativamente altas.

Para o controle, é utilizada a técnica de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*) senoidal. Nessa técnica, ocorre a comparação de duas ondas: um sinal de controle senoidal modulante $v_c(t)$, cuja frequência é a desejada para o sistema; e um sinal da portadora triangular $v_{tri}(t)$, que determina a frequência de chaveamento dos semicondutores. Essa comparação entrega um sinal periódico para as entradas S_1 a S_6 vistas na Figura 2.1 e esse sinal pode assumir os valores lógicos zero ou um. No caso do circuito trifásico, os pares de chave

de cada braço (S_1 e S_4 , S_3 e S_6 , S_5 e S_2) requerem uma modulante individual, sendo que cada elemento dos pares é complementar, ou seja, se $S_1 = 1$, $S_4 = 0$ e o mesmo vale para os outros braços. Para que a saída seja balanceada, as três modulantes v_{c_a} , v_{c_b} e v_{c_c} são defasadas de 120° [8]. Dessa forma, para cada braço, as equações que descrevem os sinais modulantes são:

$$v_{c_a} = V_c \text{sen}(\omega t), \quad (2.1)$$

$$v_{c_b} = V_c \text{sen}(\omega t - 2\pi/3), \quad (2.2)$$

$$v_{c_c} = V_c \text{sen}(\omega t + 2\pi/3), \quad (2.3)$$

onde t é o tempo em segundos, V_c é a amplitude dos sinais modulantes (sinais de controle) e ω é a frequência em rad/s desses sinais.

Quando a amplitude do sinal modulante é maior que a da portadora, a saída será um e a chave correspondente irá conduzir (e sua complementar irá parar de conduzir). Por outro lado, se o valor da modulante for menor que o da portadora, a chave irá parar de conduzir (e sua complementar irá conduzir). Além disso, é importante ressaltar que a relação entre as amplitudes da modulante (V_c) e da portadora é definida como o índice de modulação em amplitude (m_a), ou seja:

$$m_a = \frac{V_c}{V_{tri}}, \quad (2.4)$$

onde V_{tri} é a amplitude do sinal da portadora triangular. Se esse índice for igual ou inferior a um (operação em região linear), é possível determinar a componente fundamental da tensão de linha [8]:

$$V_{L1} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_{cc}, \quad (2.5)$$

onde V_{L1} é a tensão de linha de pico e V_{cc} é a tensão de corrente contínua do conversor.

Desse modo, a técnica de PWM permite que a largura dos pulsos de chavea-

mento dos IGBTs seja controlada. Como consequência, a magnitude de componentes da tensão na saída do conversor e a sua frequência podem ser adaptadas aos valores desejados para o sistema.

2.1.2 Consequências da aplicação do conversor

O processo de chaveamento dos conversores pela técnica de PWM senoidal descrita nesta seção pode introduzir ruídos de alta frequência no sistema, conhecidos como harmônicos de chaveamento. Esses harmônicos, como discutido em [8], ocorrem em frequências múltiplas inteiras da frequência de chaveamento e ao redor dessas frequências. Para entender os pontos exatos em que ocorrem esses ruídos, é preciso definir o índice de modulação em frequência:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}, \quad (2.6)$$

sendo f_s a frequência da portadora e f_1 a frequência da modulante. Através desse índice, as frequências harmônicas de ordem h irão ocorrer de acordo com a equação abaixo:

$$h = jm_f \pm k, \quad (2.7)$$

sendo h a ordem da frequência harmônica, j um múltiplo de m_f e k representa as bandas laterais de j . Se j for par, k será ímpar e se j for ímpar, k será par.

Para reduzir os efeitos dos harmônicos de chaveamento, é comum que os conversores sejam equipados com filtros passa-baixas. Esses filtros precisam ser projetados com base nas características do conversor, como corrente, tensão e frequência de chaveamento. No caso deste trabalho, foi previamente projetado e utilizado um filtro LC específico.

2.2 Topologia *Back-to-Back*

A Interface de Fluxo de Potência (PFI, do inglês *Power Flow Interface*) é um equipamento composto por dois VSCs trifásicos conectados por um elo CC, topologia conhecida como *Back-to-Back*. Em um dos lados, encontra-se o conversor seguidor de rede, responsável por rastrear a rede elétrica do fornecedor de energia, controlar a corrente CA e a tensão CC do elo comum entre os conversores. Do outro lado, encontra-se o conversor formador de rede (CFR), que controla a tensão e a corrente CA e é o foco deste trabalho. A Figura 2.2 ilustra a topologia do PFI:

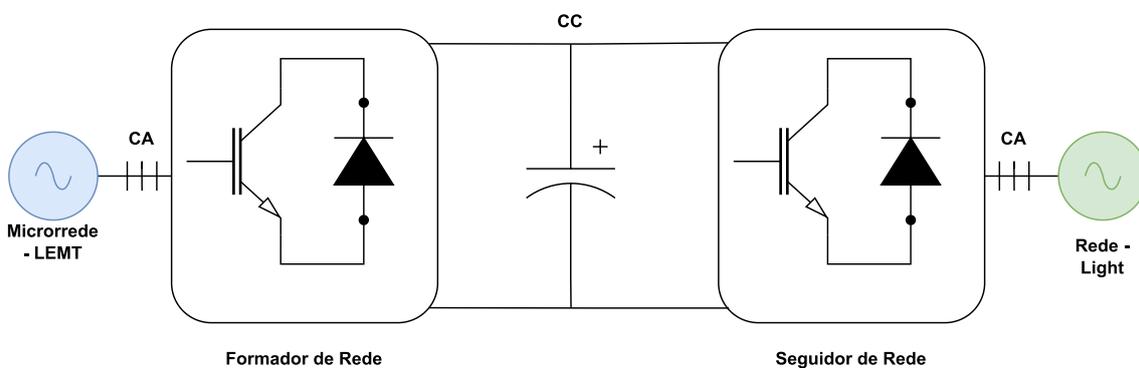


Figura 2.2: Diagrama do equipamento PFI, que é composto por dois VSCs ligados em topologia *Back-to-Back*.

Idealmente, o conversor formador de rede se comporta como uma fonte de tensão trifásica e equilibrada. Dessa forma, mesmo diante de variações da carga aplicada ao sistema, a tensão irá manter um comportamento senoidal, com distorção limitada, e sua amplitude não diminuirá ou crescerá significativamente, assim como sua frequência. Esse equipamento monitora constantemente as condições da tensão em cada fase da microrrede e ajusta sua operação para manter a tensão CA dentro dos limites especificados. Isso é essencial para assegurar um fornecimento confiável de energia elétrica e evitar problemas como oscilações de tensão, flutuações de frequência e distorções harmônicas.

2.3 Sistema de Controle do Conversor do Lado da Microrrede

A Figura 2.3 mostra o diagrama unifilar que representa o sistema do conversor a ser estudado:

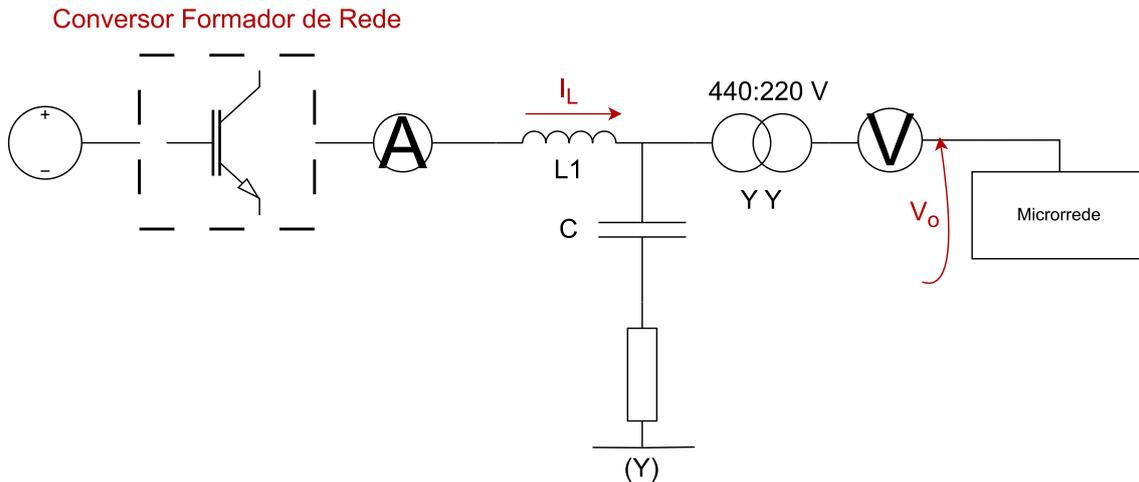


Figura 2.3: Diagrama unifilar do conversor do lado da microrrede LEMT.

Na Figura 2.3, é possível observar a ligação elétrica do filtro LC passa-baixas, conforme mencionado na seção 2.1, que tem como objetivo atenuar os distúrbios de alta frequência gerados pelo chaveamento dos conversores. Além disso, há uma resistência em série com o capacitor (R_d) para amortecer a ressonância causada pelos elementos armazenadores. Somado a isso, há um transformador de relação 440:220 V para adaptar a tensão de saída do conversor ao nível da microrrede.

O circuito possui dois pontos de medição: um para a corrente CA do conversor (I_L) e outro para a tensão no lado de baixa do transformador (V_o), que coincide com a tensão do barramento da microrrede. Logo, essas variáveis devem ser controladas: a corrente CA por motivos de segurança de operação do equipamento, já que esse controle evita a operação em sobrecorrente, e a tensão CA da microrrede, por ser o objetivo principal de operação do conversor formador de rede. A técnica escolhida para coordenar esses dois controladores foi a técnica de multi-malhas, onde a corrente representa a malha interna e a tensão representa a malha

externa [9].

No esquema de controle multimalhas, a função da malha externa é rastrear a referência de tensão, enquanto a malha interna proporciona maior estabilidade, resposta dinâmica rápida e também pode mitigar o efeito da ressonância no filtro LC [9], [10].

O controle é realizado com o auxílio da aplicação da transformada de Clarke, visto que em um circuito trifásico de três fios, o número de variáveis é reduzido de três para duas [11]. O esquema que representa o controle multimalhas é descrito em [12] e pode ser visto na Figura 2.4:

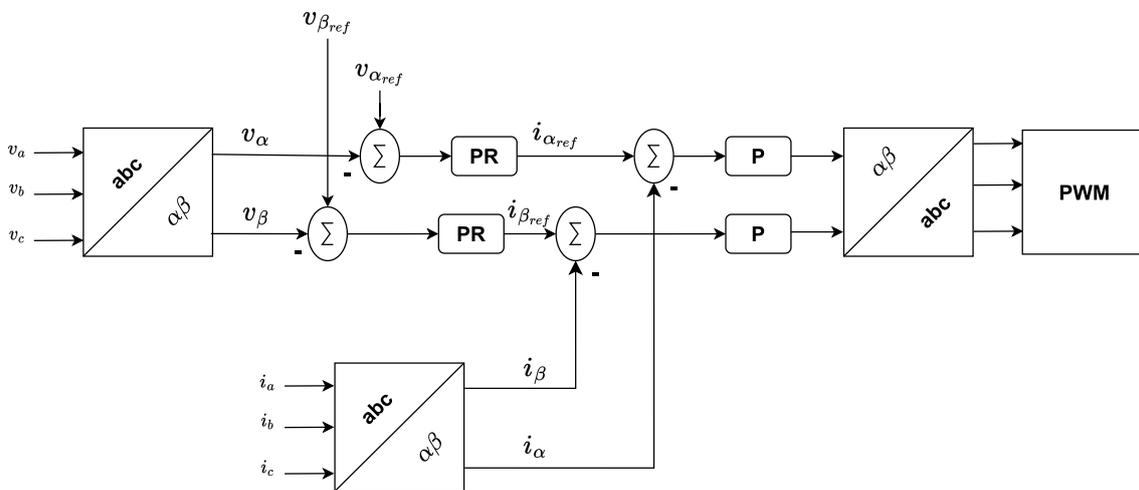


Figura 2.4: Esquema de controle multimalhas.

Como mostra a Figura 2.4, o controle é o mesmo para ambos os eixos, não havendo acoplamento entre si e, portanto, pode ser projetado considerando apenas um caso, como se fosse um circuito monofásico. Além disso, para satisfazer os objetivos de controle descritos nessa seção, o controle da malha interna é dado por um controlador proporcional puro e o da malha externa por um proporcional ressonante.

2.3.1 Projeto de Controle pela Resposta em Frequência

Existem diversas maneiras de se projetar um controlador. Nos métodos de resposta em frequência, é aplicada uma entrada de sinal senoidal e é analisada a

resposta em regime permanente do sistema à variações de frequência. Algumas vantagens do uso da resposta em frequência são que seus testes são simples e também é possível projetar o sistema de maneira a desprezar os efeitos de ruídos indesejáveis [13].

Uma vez que é obtida a função de transferência do sistema, é possível representá-la pelo Diagrama de Bode, que apresenta a variação do módulo (em decibéis) e da fase do sinal (em graus) com a frequência em escala logarítmica. Para o projeto de controle pelo Diagrama de Bode, são utilizados três parâmetros: margem de ganho, margem de fase e frequência de cruzamento.

A frequência de cruzamento representa a frequência no ponto em que o ganho em decibéis é zero. As margens de ganho e de fase representam margens de estabilidade, ou seja, elas definem o quão próximo da instabilidade o sistema está. A margem de fase (MF) é o atraso de fase adicional, na frequência de cruzamento, que o sistema precisa para atingir a instabilidade, ou seja:

$$MF = 180^\circ + \phi, \quad (2.8)$$

sendo ϕ o ângulo de fase da função de transferência de malha aberta na frequência de cruzamento. A margem de ganho (MG), por sua vez, é o recíproco do módulo da função de transferência de malha aberta na frequência em que o ângulo é -180° . Assumindo que ω_{gm} seja a frequência no ponto em que a fase atinge esse ângulo, a equação que define a margem de ganho é:

$$MG = \frac{1}{|G_{OL}(j\omega_{gm})|}, \quad (2.9)$$

sendo $|G_{OL}(j\omega_{gm})|$ o ganho da função de transferência de malha aberta no ponto em que a frequência é ω_{gm} .

2.3.2 Controle da Malha Interna

A malha de corrente (malha interna) é implementada com controle proporcional, ou seja:

$$C_i(s) = K_{p_i}. \quad (2.10)$$

Conforme mencionado no início desta seção, a malha interna auxilia a manter a estabilidade do sistema, além de ser um complemento ao amortecimento da ressonância gerada pelo filtro. Além disso, uma vantagem desse tipo de controle é a sua simplicidade, uma vez que ele é representado por um único parâmetro, como mostrado na equação 2.10.

Quanto ao valor de K_{p_i} , o cálculo pode ser feito a partir da margem de ganho descrita na subseção 2.3.1. No entanto, como o controle da malha interna é um valor constante, ele não varia com a frequência. Portanto, se for escolhida uma margem de ganho, é possível calcular o valor de ω_{gm} e, em seguida, determinar o valor de K_{p_i} .

Se $C_i(s)$ e $P(s)$ são as funções de transferência do controlador da malha interna e da planta, respectivamente, a função de transferência de malha aberta da corrente será:

$$G_{OL}(s) = G_{intOL}(s) = C_i(s)P(s) \therefore G_{intOL}(s) = K_{p_i}P(s). \quad (2.11)$$

Ao assumir a fase de $G_{intOL}(s)$ na frequência ω_{gm} , é possível obter a equação abaixo:

$$-180^\circ = \angle K_{p_i} + \angle P(j\omega_{gm}) \therefore -180^\circ = \angle P(j\omega_{gm}), \quad (2.12)$$

onde $\angle P(j\omega_{gm})$ é a fase em graus da planta. Através da Equação 2.12, é possível determinar o valor de ω_{gm} . Com isso, o ganho proporcional é obtido pela equação 2.9.

2.3.3 Controle da Malha Externa

A malha de tensão (malha externa) será implementada com controle proporcional ressonante, cuja equação é definida da seguinte forma:

$$C_v(s) = K_{p_v} + K_{r_v} \times \frac{s}{s^2 + \omega_o^2}, \quad (2.13)$$

onde K_{p_v} representa o ganho proporcional, K_{r_v} o ganho ressonante e ω_o a frequência de ressonância.

A segunda parte da equação 2.13 é conhecida como termo ressonante, que fornece ganho teoricamente infinito na frequência ω_o . Esse termo também é chamado de integrador generalizado, pois se a frequência de ressonância for nula, a equação passa a definir um controle integral, resultando em um ganho infinito em corrente contínua (frequência zero) [4].

Somado a isso, o ganho proporcional está relacionado à frequência de cruzamento, isto é, conforme a frequência de cruzamento aumenta, esse ganho também aumenta [4]. O ganho ressonante, por sua vez, está relacionado à margem de fase e ao erro de regime permanente. Aumentar o valor de K_{r_v} diminui a margem de fase [4], o que na prática representa um sistema mais próximo da instabilidade. Por outro lado, o erro é anulado mais rapidamente.

No que se refere aos cálculos, existem diversas maneiras de obter os valores dos ganhos. Neste trabalho, são utilizadas a margem de fase a frequência de cruzamento para a determinação dos ganhos da malha externa [14]. Supondo que a planta seja representada por $P(s)$ e o controle por $C(s)$, a função de transferência de malha aberta do sistema é dada por:

$$G_{OL}(s) = L(s) = C(s)P(s). \quad (2.14)$$

Se ω_c for a frequência de cruzamento, então o módulo de $L(j\omega_c)$ é unitário, ou seja:

$$|C(j\omega_c)| = \frac{1}{|P(j\omega_c)|}, \quad (2.15)$$

sendo $|P(j\omega_c)|$ o ganho da planta no momento em que a frequência atinge ω_c . Além disso, através da equação 2.8 é possível obter a equação abaixo:

$$MF = 180^\circ + \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c), \quad (2.16)$$

onde $\angle C(j\omega_c)$ e $\angle P(j\omega_c)$ são, respectivamente, as fases do controlador e da planta no ponto em que ocorre a frequência de cruzamento.

Através da equação 2.16, é possível desenvolver as relações a seguir:

$$c = \tan(\angle P(j\omega_c) - MF) \times \frac{\omega_c^2 - \omega_o^2}{\omega_c}, \quad (2.17)$$

$$K_{r_v} = cK_{p_v}, \quad (2.18)$$

onde MF representa a margem de fase desejada para o sistema compensado em malha aberta.

2.3.4 Modelagem do Sistema

A partir dos conhecimentos adquiridos em [15] e pela comparação com os resultados apresentados em [16], foi desenvolvido o diagrama de blocos a seguir:

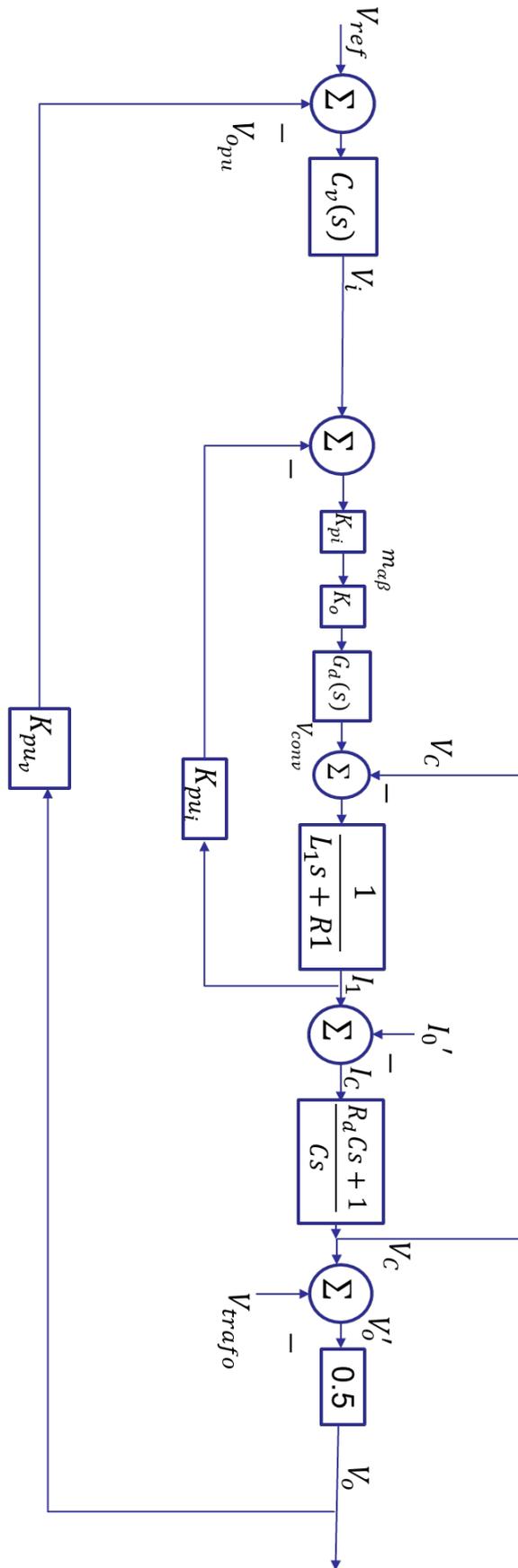


Figura 2.5: Diagrama de blocos que representa o circuito entre o formador de rede e a microrrede.

Equações dos ganhos

O ganho K_{pu_i} é o fator de conversão da corrente para valores por unidade. K_o modela o conversor e K_{pu_v} é fator de conversão da tensão para valores por unidade. As equações correspondentes são as seguintes:

$$K_{pu_i} = \frac{1}{I_{pico, fase}}, \quad (2.19)$$

$$K_o = \frac{V_{CC}}{2}, \quad (2.20)$$

$$K_{pu_v} = \frac{1}{V_{pico, fase}}, \quad (2.21)$$

onde V_{CC} representa a tensão no lado CC, $V_{pico, fase}$ é a amplitude da tensão de fase e $I_{pico, fase}$ é a amplitude da corrente de fase.

Equações da planta

No início desta seção, é discutido que a planta do sistema inclui um filtro LC, representado na Figura 2.5 pela admitância no indutor ($Y_1 = \frac{1}{L_1 s + R_1}$) e pela impedância no capacitor ($Z_C = \frac{R_d C_s + 1}{C_s}$). Somado a isso, há um transformador de relação 2 : 1 que será considerado ideal para a planta de controle principal. $G_d(s)$, por sua vez, representa o efeito do PWM como um atraso de primeira ordem [17]:

$$G_d(s) = \frac{1}{1.5T_{sw}s + 1}, \quad (2.22)$$

onde o atraso de tempo é definido como $1.5T_{sw}$, sendo T_{sw} o período de chaveamento. O fator 1.5 é resultado da conversão do sinal para digital e do atraso do PWM [18].

Dado que o controle é dividido em malha interna e malha externa, as funções de transferência serão diferentes para cada uma delas. Em relação a malha interna, a função de transferência de malha aberta pode ser expressa da seguinte forma:

$$G_{int_{OL}}(s) = \frac{C_i(s)K_oK_{pu_i}G_d(s)Y_1(s)}{1 + Y_1(s)Z_C(s)}. \quad (2.23)$$

Para a malha interna em configuração de realimentação negativa, a expressão é dada por:

$$G_{int_{FB}}(s) = \frac{K_oG_d(s)C_i(s)Y_1(s)Z_C(s)}{1 + Y_1(s)Z_C(s) + K_oK_{pu_i}C_i(s)G_d(s)Y_1(s)}. \quad (2.24)$$

Usando a equação 2.24, é possível encontrar a função de transferência de malha aberta da malha externa. Para esse caso, o controle não deve ser considerado na equação, tendo em vista a metodologia de cálculo escolhida na subseção 2.3.3. Nesse sentido, a expressão para a função de transferência não compensada da malha externa é:

$$G_{ext_{OL}}(s) = \frac{0.5K_{pu_v}K_oC_i(s)G_d(s)Y_1(s)Z_C(s)}{1 + Y_1(s)Z_C(s) + K_oK_{pu_i}C_i(s)G_d(s)Y_1(s)}. \quad (2.25)$$

2.4 Fatores de Qualidade de Energia

O módulo oito do Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), feito pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) define parâmetros de qualidade da energia gerada [19]. Neste trabalho, serão utilizados dois parâmetros para medir qualidade: a Distorção Total de Tensão (DTT), também conhecida como THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) de tensão e o Fator de Desequilíbrio de Tensão (FD).

O cálculo do THD pode ser obtido por meio da seguinte expressão:

$$THD\% = \frac{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}{V_1} \times 100, \quad (2.26)$$

onde V_h é o valor rms da tensão de um harmônico de ordem h e V_1 é o valor rms da tensão na frequência fundamental.

Quanto ao fator de desequilíbrio, o PRODIST estabelece a equação abaixo:

$$FD\% = 100 \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}}, \quad (2.27)$$

sendo:

$$\beta = \frac{V_{ab}^4 + V_{bc}^4 + V_{ca}^4}{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)^2}, \quad (2.28)$$

onde V_{ab} é a tensão entre as fases a e b, V_{bc} é a tensão entre as fases b e c e V_{ca} é a tensão entre as fases c e a.

É relevante salientar que, conforme estipulado pela norma ABNT NBR IEC 61000-4-30 [20], o cálculo do THD se fundamenta nos 50 primeiros harmônicos quando se trata dos medidores de classe S. Somado a isso, o intervalo básico para obter parâmetros de “magnitude” a serem usados nas análises de níveis de tensão, harmônicos e desequilíbrio, deve ser de 200 ms (12 ciclos de 60 Hz). Portanto, esses valores serão utilizados como referência nos cálculos realizados no âmbito deste trabalho.

Capítulo 3

Projeto de Controle e Construção da Simulação

Conforme mencionado na seção 1.1, o objetivo deste projeto é desenvolver um conversor formador de rede que mantenha os níveis de tensão adequados, comportando-se como uma fonte de tensão trifásica equilibrada.

Neste capítulo, serão apresentados os cálculos realizados com o auxílio do *software* MATLAB, bem como a criação do ambiente de simulação no PSCAD, a fim de preparar os testes em diferentes cenários.

Primeiramente, é importante definir os parâmetros dados para o sistema, conforme apresentado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros nominais do conversor formador de rede.

Parâmetro	Valor
Tensão de Linha no secundário (V_{rms})	220
Tensão CC (V)	900
Corrente Nominal (A_{rms})	72.17
Potência Nominal (kVA)	55
Frequência da Rede (Hz)	60
Frequência de Chaveamento (Hz)	5940
$L_1(\mu H)$	340
$R_1(m\Omega)$	2.6
$C(\mu F)$	150
$R_d(\Omega)$	2

Este capítulo está dividido em duas seções:

- 3.1 - Resultados do Projeto de Controle;
- 3.2 - Construção da Simulação em PSCAD.

3.1 Resultados do Projeto de Controle

Os códigos referentes aos cálculos dos ganhos estão presentes no Apêndice A.

Com base nas técnicas discutidas no capítulo 2, é possível encontrar os valores de K_{p_i} , K_{p_v} e K_{r_v} , que são, respectivamente, os ganhos proporcional de corrente, proporcional de tensão e ressonante de tensão.

3.1.1 Resultados para a malha interna

Conforme discutido na subseção 2.3.4, o projeto da malha interna é a etapa inicial, uma vez que a malha externa envolve a realimentação da corrente. Logo, o controle da corrente é a primeira etapa de projeto.

Para determinar o ganho K_{p_i} , foi empregada a técnica descrita na subseção 2.3.2, que usa a margem de ganho. Um valor de margem de ganho de 7 dB foi

adotado, seguindo o critério sugerido por [13], o qual recomenda que essa margem seja superior a 6 dB.

Com isso, foi possível utilizar a fase da Equação 2.23 em um ponto $j\omega_{gm}$ no qual ocorre o cruzamento em -180° para obter $\omega_{gm} = 9030.15 \text{ rad/s}$.

Através de ω_{gm} , foi aplicado o módulo da Equação 2.23 para determinar o valor de K_{p_i} , que pode ser visto abaixo:

Tabela 3.2: Ganho calculado para a malha interna.

K_{p_i}
0.3901

Através desse ganho proporcional, foi possível verificar os diagramas de Bode da função de transferência de malha aberta para a malha interna ($G_{int_{OL}}$):

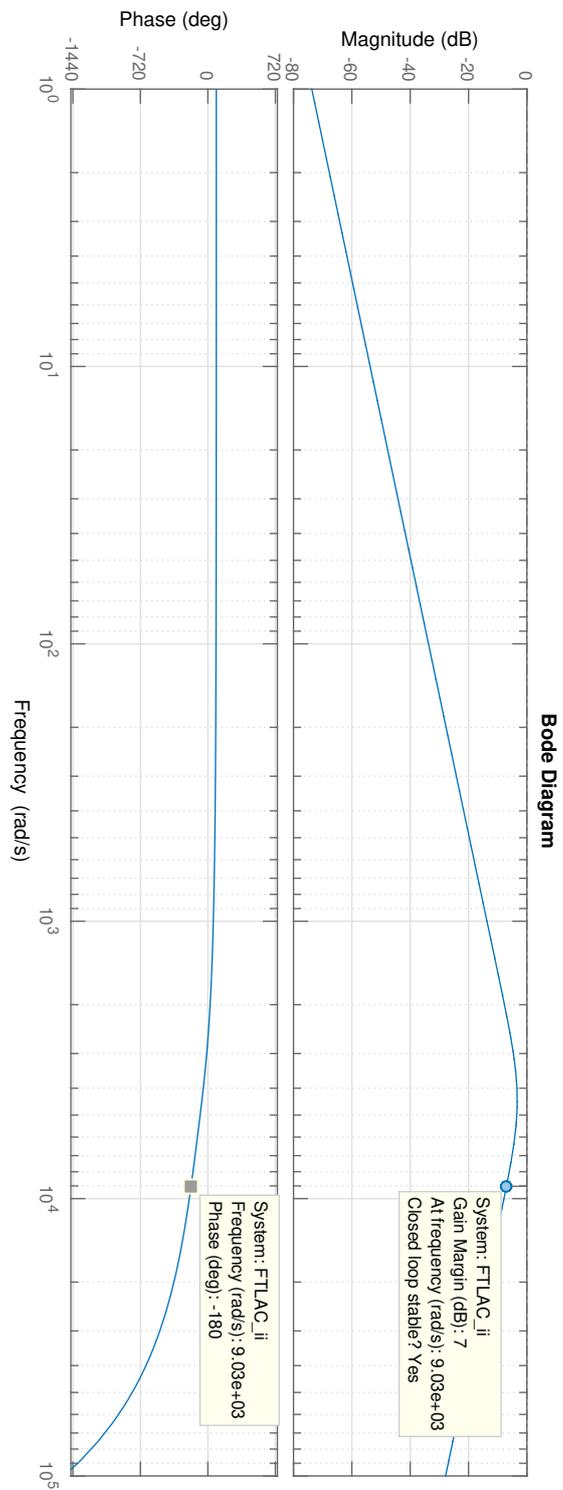


Figura 3.1: Diagramas de Bode para a malha interna de controle do CFR.

Como mostra a Figura 3.1, a margem de ganho está de acordo com o valor calculado (7 dB).

3.1.2 Resultados para a malha externa

Após obter K_{p_i} , a próxima etapa consiste em utilizar o método mencionado na subseção 2.3.3, que requer a definição de uma margem de fase e uma frequência de cruzamento como referências.

Em relação à margem de fase, em [13] há a recomendação de valores entre 30° e 60° . Entretanto, para esse intervalo, o ganho ressonante estava atingindo valores muito elevados, o que poderia levar à saturação do emulador de microcontrolador utilizado. Como visto na seção 2.1, a região linear ocorre para $m_a \leq 1$. Nesse sentido, o controlador possui um limitador de saída igual a um. Se ocorre um esforço de controle que demanda saída superior a esse limite, o controle entra em saturação.

Além disso, Conforme mencionado na subseção 2.3.3, a margem de fase diminui à medida que o ganho aumenta. Portanto, optou-se por uma margem de fase de 100° . Embora isso esteja fora do intervalo sugerido, é importante destacar que diferentes fontes podem fornecer recomendações distintas. Por exemplo, em [21] há a recomendação de valores superiores a 45° . Somado a isso, quanto maior essa margem, menor a possibilidade do sistema controlado ser instável dado alguma variação imprevista da planta.

Quanto à frequência de cruzamento, deve-se escolher um valor consideravelmente inferior à frequência de chaveamento (f_{sw}) e não ultrapassar $1/5$ dessa frequência, de acordo com as recomendações de [21]. Sendo assim, selecionou-se a frequência de 100 Hz, que, embora não seja muito alta, evita ganhos excessivos.

Nesse sentido, os parâmetros escolhidos foram $MF = 100^\circ$ e $f_c = 100Hz$. Com eles, foi possível aplicar as equações do controle 2.13 e da planta 2.25 nas equações 2.15, 2.17 e 2.18 para obter os ganhos do controle PR. Os resultados são apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Ganhos calculados para a malha externa.

K_{p_v}	K_{r_v}
1.2940	1075.2

3.1.3 Diagrama de Bode obtido no *Simulink*

O diagrama de blocos representado na Figura 2.5 foi implementado pelo *software Simulink/MATLAB*. Com isso, foram obtidos os diagramas de Bode referentes à malha aberta do sistema completo (multiplicação da Equação 2.13 com a equação 2.25), mostrados na Figura 3.2.

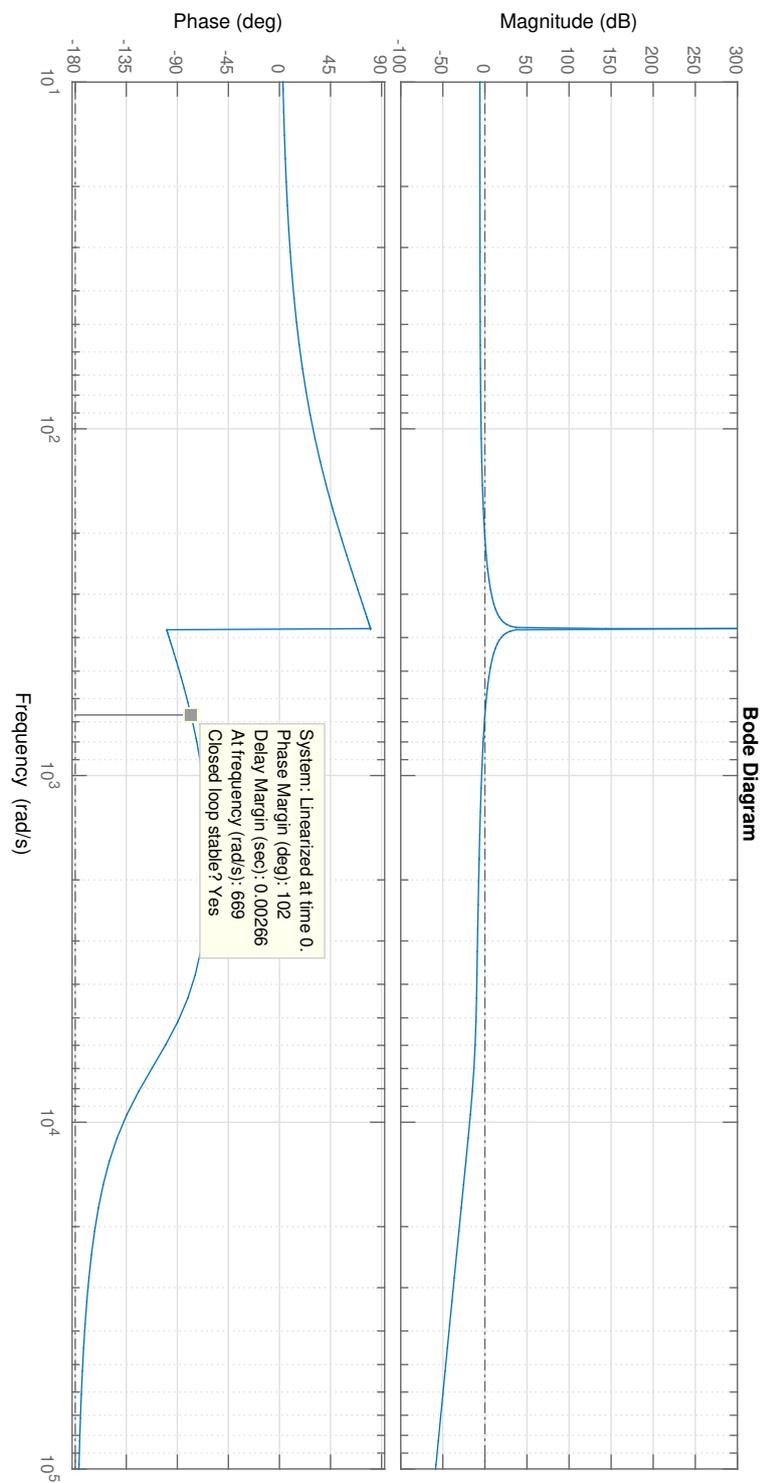


Figura 3.2: Diagramas de Bode para a malha externa de controle do CFR.

Conforme observado na Figura 3.2, o simulador indica ganhos significativamente altos na frequência de ressonância do controlador PR (377rad/s ou 60Hz) e indica que a malha fechada é estável, com uma margem de fase de 102°, que está próxima ao valor desejado de 100°. Essa pequena diferença pode ser atribuída ao fato de que, nos cálculos da margem de fase, indicados na subseção 2.3.1, a resistência do indutor (R_1) foi considerada desprezível.

Somado a isso, o *software* não indica um valor para a margem de ganho, o que teoricamente representa uma margem de ganho infinita. Na prática, isso representa um sistema bastante robusto a variações em seu ganho, o que é desejado.

3.2 Construção da Simulação em PSCAD

O LEMT possui uma biblioteca de blocos no *software* PSCAD, que foi utilizada como suporte para montar o diagrama esquemático de simulação. O conversor utilizado pode ser visualizado na Figura 3.3.

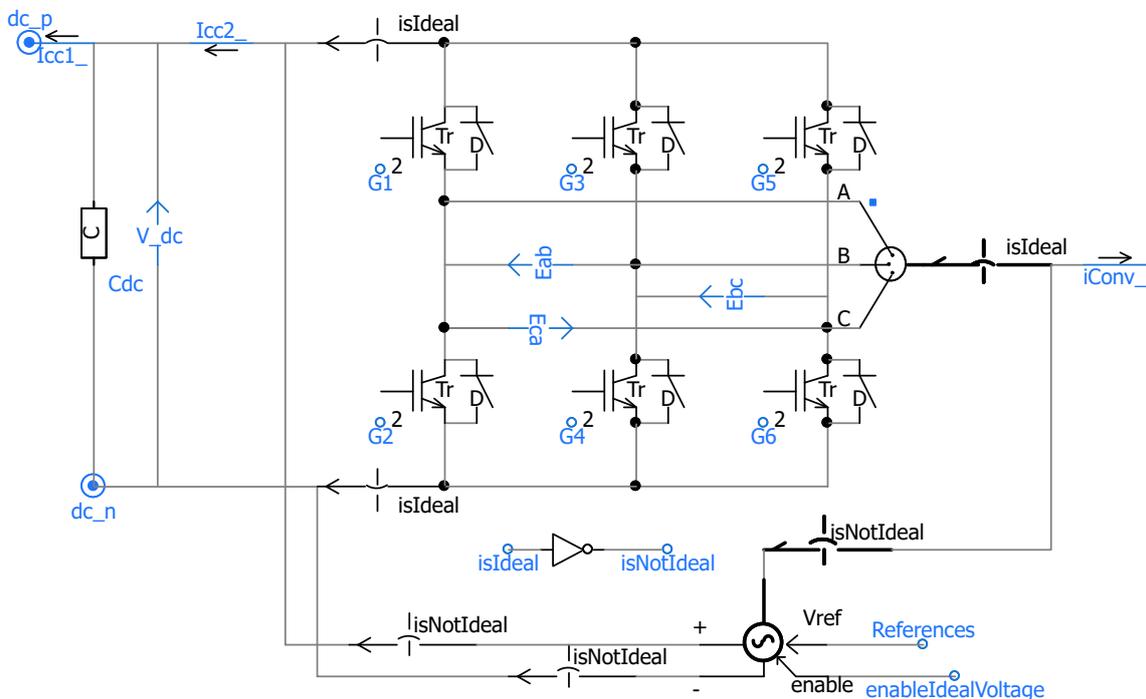


Figura 3.3: Conversor utilizado no PSCAD.

O circuito LC, juntamente com o transformador, está conectado ao conversor mostrado na Figura 3.3 e pode ser observado na Figura 3.4.

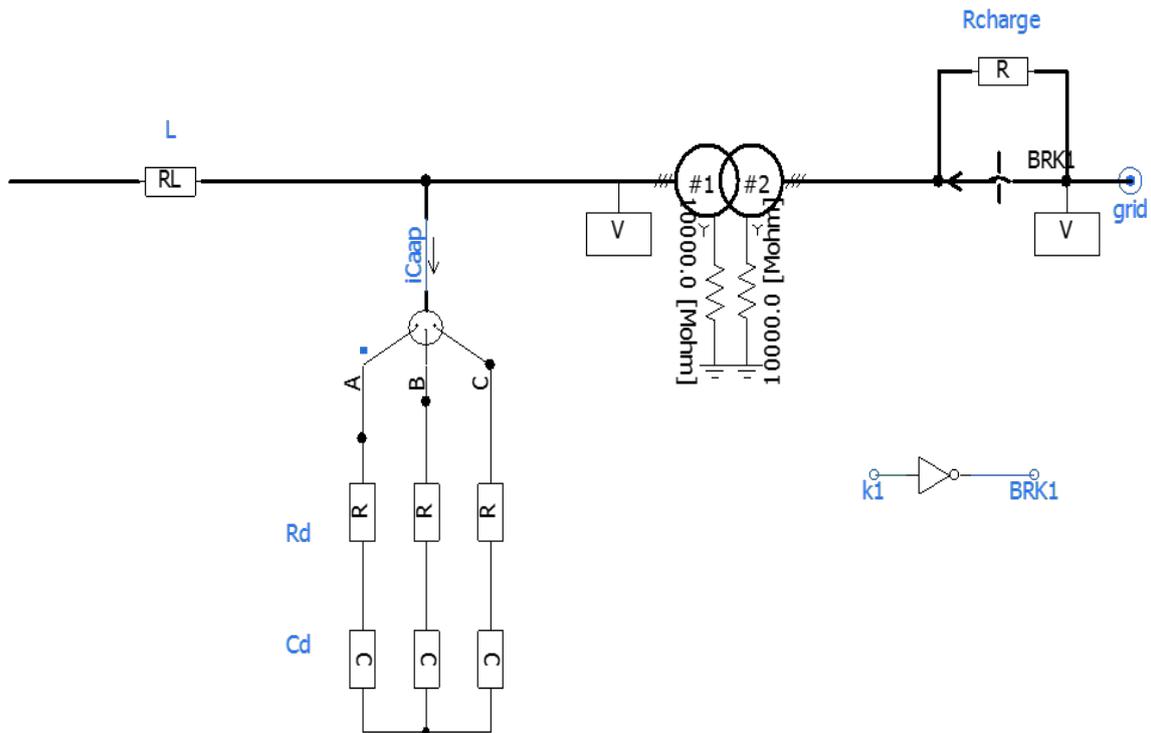


Figura 3.4: Circuito LC e transformador utilizados no PSCAD.

Os circuitos das figuras 3.3 e 3.4 estão contidos dentro do "ThreePhaseConverter" representado na Figura 3.5.

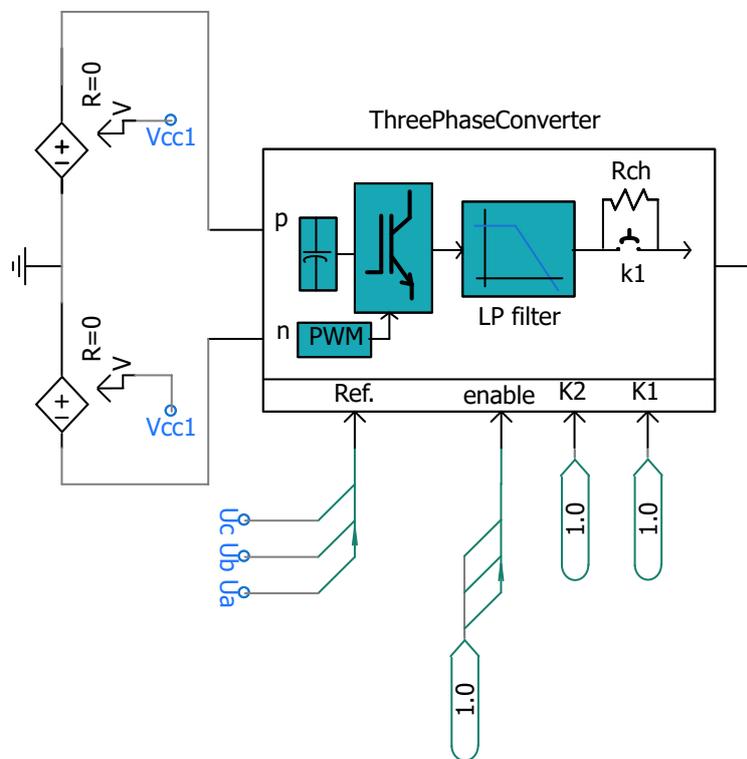


Figura 3.5: Bloco com o conversor e o filtro no PSCAD.

A saída está presente na parte da direita do bloco da Figura 3.5, na forma de barramento trifásico, e é a partir dela que serão conectadas as cargas para testar diferentes cenários. Além disso, os sinais de controle U_a , U_b e U_c são utilizados como referências de modulação para o PWM do conversor. Esses sinais, por sua vez, são estabelecidos por meio do emulador de microcontrolador, visto na Figura 3.6.

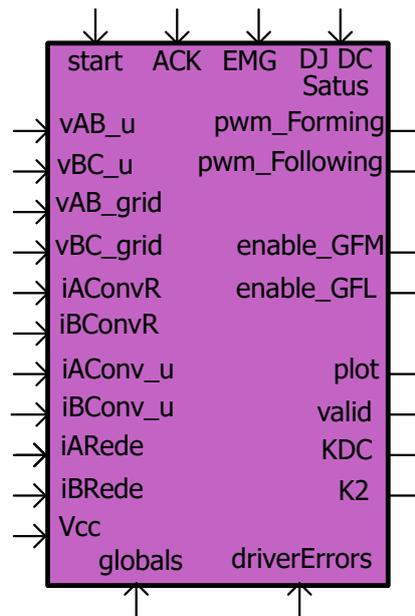


Figura 3.6: Bloco que emula um microcontrolador no PSCAD.

Na Figura 3.6, as entradas à esquerda se referem à coleta de sinais medidos para a realização dos cálculos necessários. Neste trabalho, as principais entradas são as de tensão de linha da microrrede, vAB_u (tensão entre as fases a e b) e vBC_u (tensão entre as fases b e c), a entrada de tensão contínua V_{cc} e as entradas de corrente do conversor, $iAConv_u$ (corrente na fase a) e $iBConv_u$ (corrente na fase b). As saídas se encontram à direita, sendo a principal a saída $pwm_Forming$, que se refere aos sinais de controle de corrente que o controlador calcula. As entradas superiores, por sua vez, recebem sinais lógicos zero ou um e estão relacionadas à comandos para atuação no conversor. As referências de tensão são introduzidas pela entrada inferior “globals”. A entrada “driverErrors” funciona como um sistema de proteção, visto que ela resulta em uma saída lógica um caso ocorra algum erro de chaveamento pelo IGBT.

Para que o emulador funcione conforme o desejado, um código em C++ é incorporado, o qual pode ser visualizado no APêndice B. Esse código utiliza como base a biblioteca de códigos do LEMT, a LEMTLIB, que realiza a transformada de Clarke, converte o controle de analógico para digital e entrega o sinal a ser utilizado no conversor representado na Figura 3.5.

Capítulo 4

Resultados da Simulação

Após realizar os cálculos dos ganhos e configurar o ambiente de simulação, a próxima etapa é obter e discutir os resultados do PSCAD, que é o objetivo deste capítulo.

Para analisar a eficiência do controle, cinco cenários de carga foram selecionados:

- Carga nominal. Este caso é feito considerando a potência nominal de 55 kVA e é importante pois o controle deve funcionar considerando a carga limite da rede;
- Lado CA a vazio. A análise de circuito a vazio é importante, visto que é possível que não haja cargas operando em um certo instante;
- Carga desequilibrada. É importante analisar esse caso, visto que desequilíbrios na rede podem ocorrer a qualquer momento;
- Modelo equivalente de geração fotovoltaica (fonte de corrente). Este caso é importante, visto que o LEMT possui geração solar;
- Carga não-linear. Este caso foi escolhido pois normalmente há diversas cargas não lineares presentes em microrredes, como retificadores.

Para que as análises sejam realizadas corretamente, é necessário seguir o critério de Nyquist, que estabelece que a taxa de amostragem do sinal deve ser maior

que o dobro da maior frequência harmônica de interesse [22]. Essa necessidade ocorre para evitar que, em função de amostragem, duas senoides analógicas diferentes assumam a mesma identidade em tempo discreto, fenômeno conhecido como *aliasing*.

Os resultados obtidos serão comparados com os critérios de qualidade de energia estabelecidos pelo PRODIST. A taxa de amostragem será de 100 pontos por ciclo e para garantir a conformidade com a norma NBR-IEC 61000-4-30, o THD será calculado com base em harmônicos até a ordem 50 e serão considerados 12 ciclos do sinal de interesse na frequência de 60 Hz, como detalhado na seção 2.4.

Além disso, foram realizados cálculos de harmônicos individuais pelo PSCAD para verificar os efeitos das distorções na ordem do índice de modulação de frequência m_f e suas bandas laterais. Nesse *software*, os pontos utilizados para o cálculo dos ruídos são baseados no critério de Nyquist. Considerando que a maior frequência harmônica escolhida para as análises no PSCAD é o harmônico 127, a taxa de amostragem deve ser superior a 254 amostras por ciclo da fundamental. No simulador, existem taxas pré-definidas, e nesse caso, será utilizada uma taxa de 256 amostras por ciclo.

O capítulo está dividido em seis seções, com cinco delas representando um dos cenários de carga escolhidos e a sexta seção se dedica à comparação entre esses cenários. Os resultados obtidos serão apresentados e discutidos em cada seção. Vale ressaltar que apesar dos dados de tensão serem obtidos no PSCAD, as figuras foram geradas no MATLAB.

4.1 Carga Nominal

Para esse cenário, foi escolhida uma carga resistiva de 0.88Ω . A Figura 4.1 apresenta as curvas de tensão de fase ao longo do tempo para o cenário de carga nominal e a amplitude da referência (em vermelho).

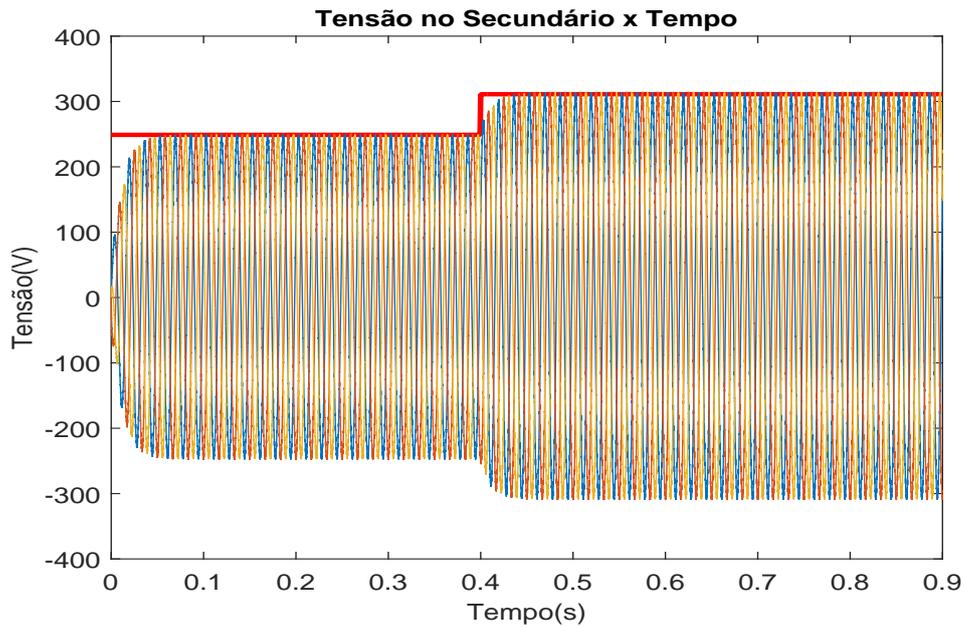


Figura 4.1: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para carga nominal.

Antes do instante de tempo $t = 0.4s$, a referência está definida em $0.8 pu$, equivalente a $248.90 V$. Após esse instante, a referência é aumentada para $311.12 V$, referente a uma amplitude de uma tensão de linha de $220 V_{rms}$. Conforme pode ser observado na Figura 4.1, a referência é rastreada de forma precisa e rápida. Para uma análise mais detalhada, é possível ampliar a figura e detalhar na região do instante de tempo $0.4 s$.

A Figura 4.2 mostra que há um transitório sem sobressinal (*overshoot*) e de duração próxima a $40ms$. Além disso, em termos de amplitude, não são perceptíveis diferenças significativas entre as fases, o que pode ser confirmado pelo fator de desequilíbrio:

$$FD = 0.1589\%.$$

Esse valor está dentro dos limites de 3% aceitos pela norma.

Em relação à distorção total de tensão ou THD das tensões de linha no barramento da microrrede, os resultados calculados são exibidos na Tabela 4.1.

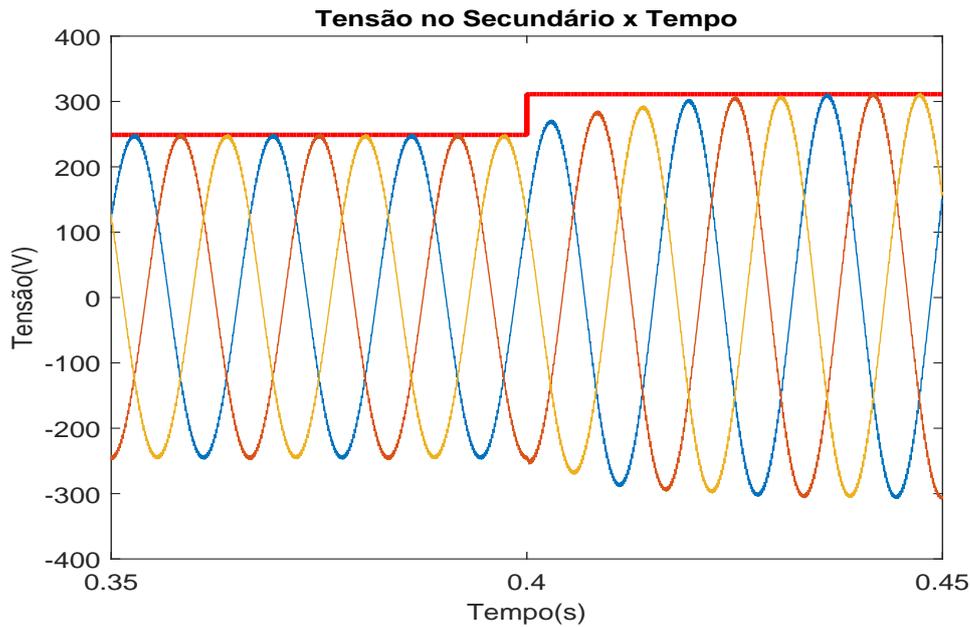


Figura 4.2: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para carga nominal em torno de 0.4 s.

Tabela 4.1: Valores de THD das tensões de linha da microrrede para o caso nominal.

$THD_{ab}(\%)$	$THD_{bc}(\%)$	$THD_{ca}(\%)$
0.7574	0.7138	0.7918

Segundo a Tabela 4.1, o maior valor de distorção de tensão é de aproximadamente 0.79%. Considerando que o PRODIST permite uma distorção de até 10%, o caso de carga nominal apresenta distorções dentro do limite aceitável. Além disso, os harmônicos individuais não possuem valores expressivos. Os três harmônicos mais influentes estão listados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Harmônicos mais influentes para a carga nominal.

$H_2(\%)$	$H_{97}(\%)$	$H_{101}(\%)$
0.756286	1.09478	1.03177

Os harmônicos de ordem 97 e 101 são esperados. De acordo com a Equação 2.6,

$m_f = 5940/60 = 99$. Com esse valor, é possível identificar que, segundo a equação 2.7, ocorrem harmônicos em m_f e ao redor deste valor, isto é, se $j = 1$ e $k = \pm 2$, $h = 99 \pm 2$. Como as tensões analisadas são as tensões de linha, o harmônico de ordem 99 foi anulado.

Por outro lado, a ocorrência do harmônico de ordem 2 não era esperada e isso deve ser levado em consideração em um projeto futuro. Vale ressaltar, entretanto, que o PRODIST estabelece um limite de 2.5% para o THD causado por harmônicos pares não múltiplos de três. Nesse trabalho, o único harmônico par relevante foi o segundo.

4.2 Lado CA a Vazio

Para o caso de carga a vazio, a mesma alteração de referência vista na seção 4.1 é aplicada no instante de 0.4 s. As curvas de tensão estão representadas na Figura 4.3. Novamente, é possível observar que a referência é rastreada mesmo

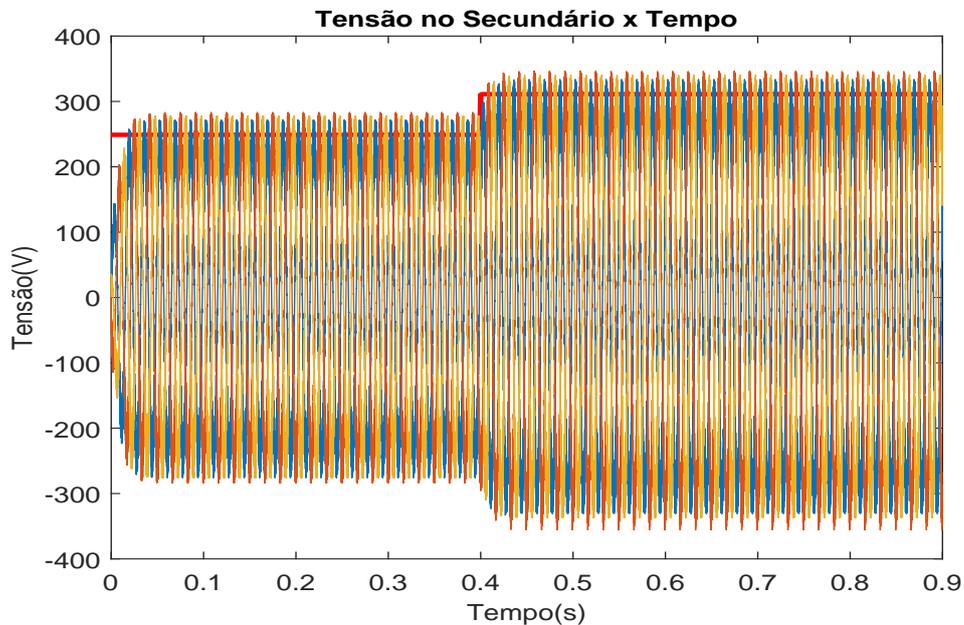


Figura 4.3: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o caso a vazio.

após a sua alteração. Para mais análises, a Figura 4.4 mostra o comportamento das

curvas de tensão em torno do instante de tempo 0.4 s.

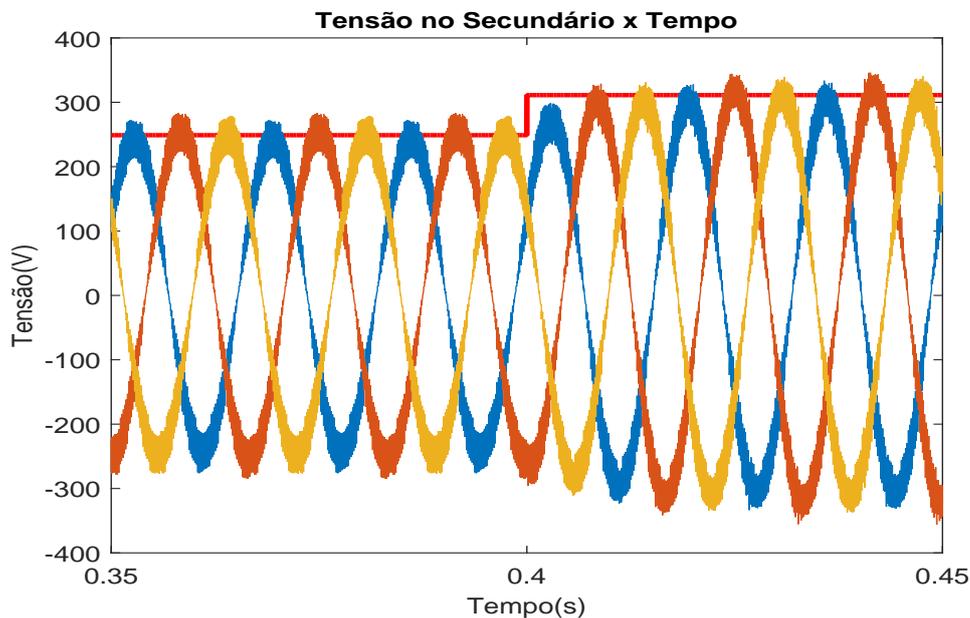


Figura 4.4: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o caso a vazio em torno de 0.4 s.

Ao comparar as curvas da Figura 4.2 com as curvas apresentadas na Figura 4.4, é evidente que o caso a vazio apresenta maior distorção harmônica. Isso é confirmado pelos valores de THD apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Valores de THD das tensões de linha para o caso a vazio.

$THD_{ab}(\%)$	$THD_{bc}(\%)$	$THD_{ca}(\%)$
1.4288	1.7762	1.6024

Isso ocorre pois as cargas ajudam a filtrar a tensão, devido ao fato de que elas aumentam a componente fundamental da corrente do conversor. Como não há a presença dessas cargas, o efeito dos harmônicos no sistema se torna mais evidente.

Embora essas distorções sejam maiores, elas ainda estão dentro do limite de 10%. O problema mais aparente, entretanto, está no desequilíbrio de amplitude entre as fases. Conforme mencionado no início deste capítulo, o fator de desequilíbrio está relacionado a essa diferença e, ao desconsiderar 5% dos maiores valores,

ele é igual a:

$$FD = 2.7034\%.$$

Esse valor está abaixo do limite de 3% aceito pelas regras da ANEEL. No entanto, é importante considerar que esse resultado está próximo do limite e, portanto, deve ser levado em consideração em estudos futuros.

Em relação aos três harmônicos mais influentes na fase A (fase com maior distorção), os harmônicos de ordem 2, 97 e 101 se mantêm como os mais elevados. Os resultados podem ser vistos na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Harmônicos mais influentes para o caso a vazio.

$H_2(\%)$	$H_{97}(\%)$	$H_{101}(\%)$
1.00	4.25	4.22

4.3 Carga Desequilibrada

Para o caso de carga desequilibrada puramente resistiva, foram consideradas impedâncias de 0.88Ω na fase A, 1.76Ω na fase B e 3.52Ω na fase C. Os resultados para as tensões de linha podem ser observados na Figura 4.5.

Assim como nos casos anteriores, não há problemas no rastreamento da mudança de referência, como pode ser visto de forma mais detalhada na Figura 4.6. Essa figura mostra um desequilíbrio de amplitude entre as tensões de linha, semelhante ao caso apresentado na seção 4.2, porém com menor intensidade. Isso pode ser confirmado pelo fator de desequilíbrio:

$$FD = 0.1114\%.$$

Em relação ao THD, os valores obtidos pelo PSCAD para cada tensão apresentados na Tabela 4.5.

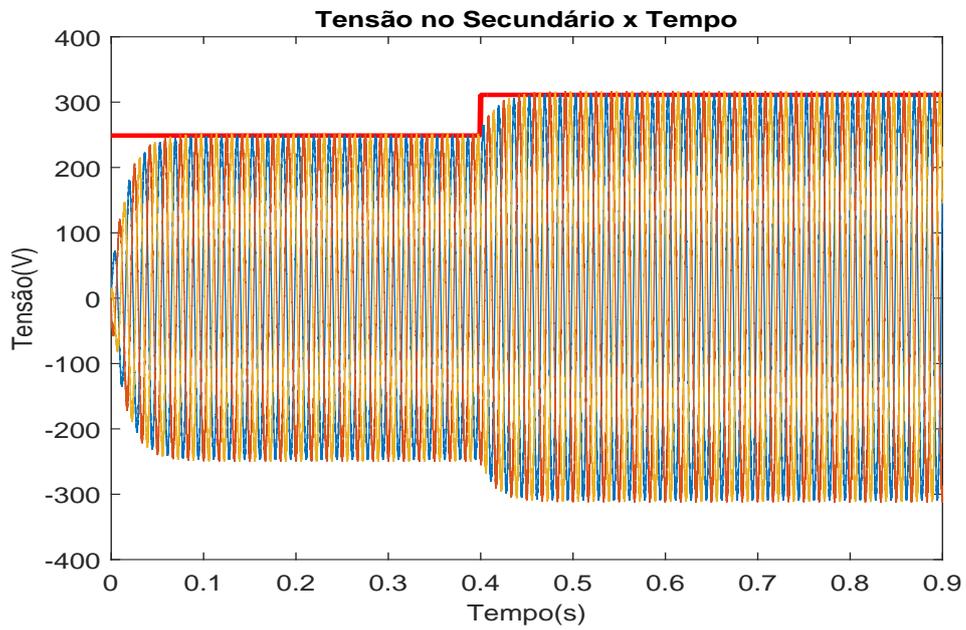


Figura 4.5: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para a carga desequilibrada.

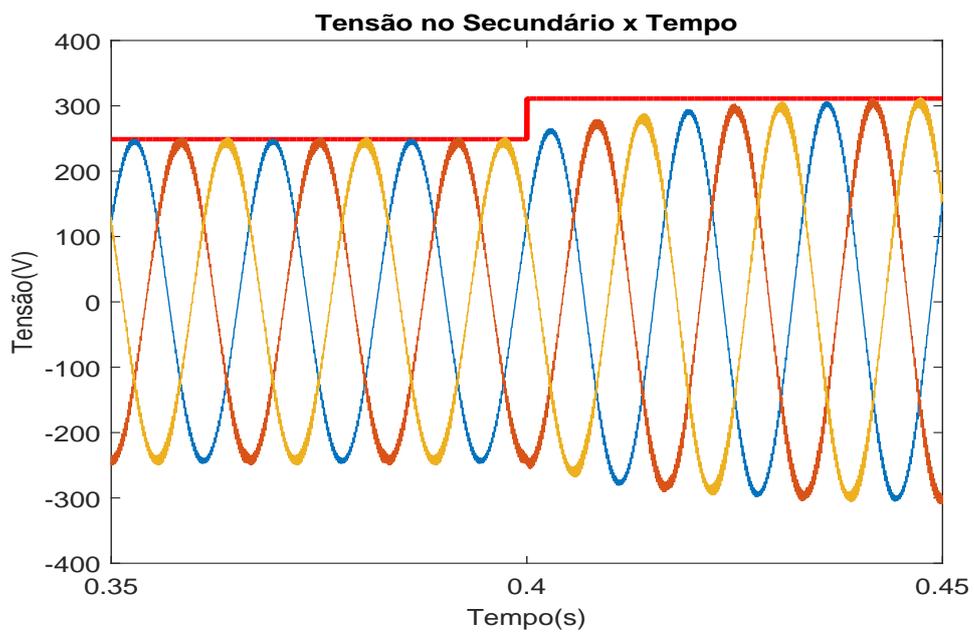


Figura 4.6: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para a carga desequilibrada ao redor de 0.4s.

Tabela 4.5: Valores de THD das tensões de linha para a carga desbalanceada.

$THD_{ab}(\%)$	$THD_{bc}(\%)$	$THD_{ca}(\%)$
0.6790	0.7653	0.7290

Nesse sentido, tanto o fator de desequilíbrio quanto os valores de THD estão abaixo do limite aceito pelo PRODIST. Além disso, os três harmônicos mais influentes são os mesmos dos casos anteriores:

Tabela 4.6: Harmônicos mais influentes para a carga desequilibrada.

$H_2(\%)$	$H_{97}(\%)$	$H_{101}(\%)$
1.02315	1.39991	1.55749

A Tabela 4.6 mostra a presença do segundo harmônico, assim como no caso apresentado na seção 4.2. Por outro lado, os valores reduzidos para os harmônicos de ordem 97 e 101 mostram que o efeito da frequência de chaveamento no sistema é menor.

4.4 Modelo Equivalente de Geração Fotovoltaica

Neste caso, foi considerada uma fonte de corrente alternada para representar, de maneira simplificada, uma geração de energia do lado da microrrede. Embora a geração seja feita em corrente contínua, o efeito da conversão para corrente alternada foi desconsiderado para essa análise. Essa fonte leva em conta a potência gerada pelos painéis fotovoltaicos, que é de 35 kW. Assumindo uma tensão de linha de $220 V_{rms}$, a corrente eficaz pode ser calculada [23]:

$$I_{rms} = \frac{P}{\sqrt{3}V_{rms}} = 91.8512A.$$

A partir desse valor, é possível obter a amplitude que será utilizada no simulador:

$$I_{pico} = \sqrt{2}I_{rms} = 129.8972A.$$

Para a simulação, inicialmente a fonte opera com metade da potência nominal (metade da corrente I_{pico}). A partir do instante de 0.4 s, a potência passa a ser o valor nominal de 35 kVA, que é alcançado no tempo 0.4001 s, ou seja, a geração dobra em 100 μ s. O resultado pode ser visto na Figura 4.7.

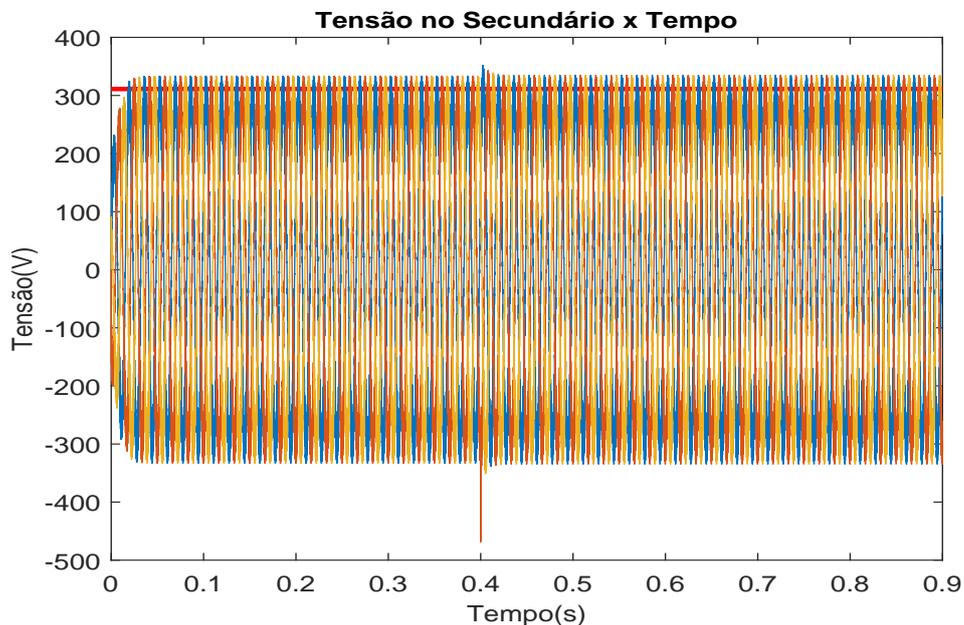


Figura 4.7: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o modelo de geração fotovoltaica no lado CA.

Conforme esperado, os sinais de tensão atingem amplitudes próximas aos valores desejados. Mesmo após a transição da potência de geração, as amplitudes permanecem estáveis no regime permanente. A Figura 4.8 mostra o período de transição com mais detalhes.

Nessa figura, é possível observar que há um pico de tensão em 0.4 s, seguido por uma rápida correção e a amplitude da tensão se mantém estável ao longo do tempo e semelhante ao valor anterior a 0.4 s. No entanto, é importante ressaltar que esse modelo é bastante simplificado e na realidade, seriam utilizados conver-

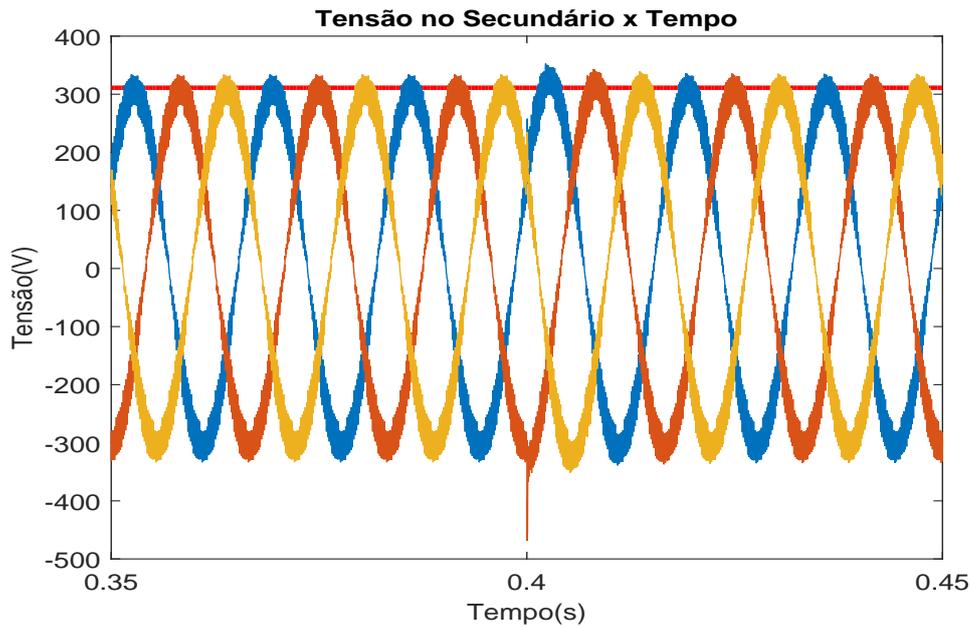


Figura 4.8: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para o modelo de geração fotovoltaica no lado CA em torno de 0.4 s.

sores de chaveamento controlado, com seus respectivos filtros L/LC/LCL entre a microrrede e o gerador fotovoltaico, podendo assim introduzir outras frequências de ressonância na microrrede.

Considerando o período após o instante de 0.4 s, o fator de desequilíbrio calculado é de:

$$FD = 0.0027\%$$

o que indica um desequilíbrio praticamente desprezível.

Em relação ao THD para cada tensão, os valores obtidos podem ser vistos na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Valores de THD para o modelo de geração fotovoltaica com potência nominal.

$THD_{ab}(\%)$	$THD_{bc}(\%)$	$THD_{ca}(\%)$
0.8436	0.8454	0.8301

Assim, pode-se afirmar que ambos os parâmetros FD e THD estão dentro dos

limites aceitos. Além disso, os harmônicos que mais afetam o sistema são:

Tabela 4.8: Harmônicos mais influentes para o caso com o modelo de geração fotovoltaica.

$H_2(\%)$	$H_{97}(\%)$	$H_{101}(\%)$
0.803585	4.22636	4.11496

Os resultados mostram que o segundo harmônico não possui uma contribuição significativa. Além disso, os harmônicos 97 e 101 também têm um impacto relevante no sistema.

4.5 Carga Não-Linear

Neste caso, foi escolhido um retificador trifásico a diodos, não-controlado, sem filtros e, inicialmente, ele operará com cerca de metade da carga nominal, que dobrará após 0.4 s.

Devido à relação não-linear entre tensão e corrente, esse caso é considerado o mais crítico, pois aumenta a presença de harmônicos no sistema, principalmente de frequências mais baixas. A Figura 4.9 mostra as curvas de tensão antes e após a alteração da carga de metade da carga nominal para carga nominal de 55 kVA.

Conforme a Figura 4.9, após a carga ser alterada para nominal a partir de 0.4 s, ocorre uma leve queda de tensão, que pode estar atrelada às distorções de baixa frequência introduzidas pela carga e retificador na microrrede. Além disso, ao observar a curva em torno do instante 0.4 s, é possível identificar distorções nas tensões de linha do sistema, como mostra a Figura 4.10.

Essas distorções indicam a presença de harmônicos de baixa frequência afetando o sistema. Isso é confirmado pela Tabela 4.9, que mostra a contribuição dos harmônicos de ordem 5, 7 e 11 no sistema.

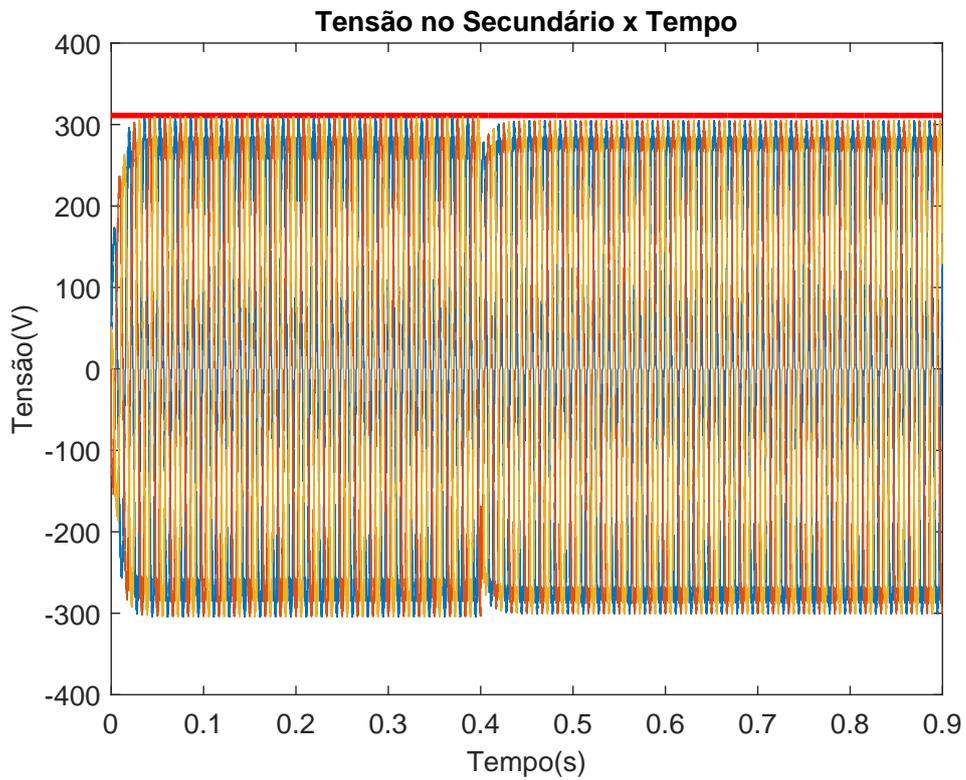


Figura 4.9: Curvas de tensão de linha da microrrede e da referência em relação ao tempo para a carga não-linear (retificador trifásico a diodo).

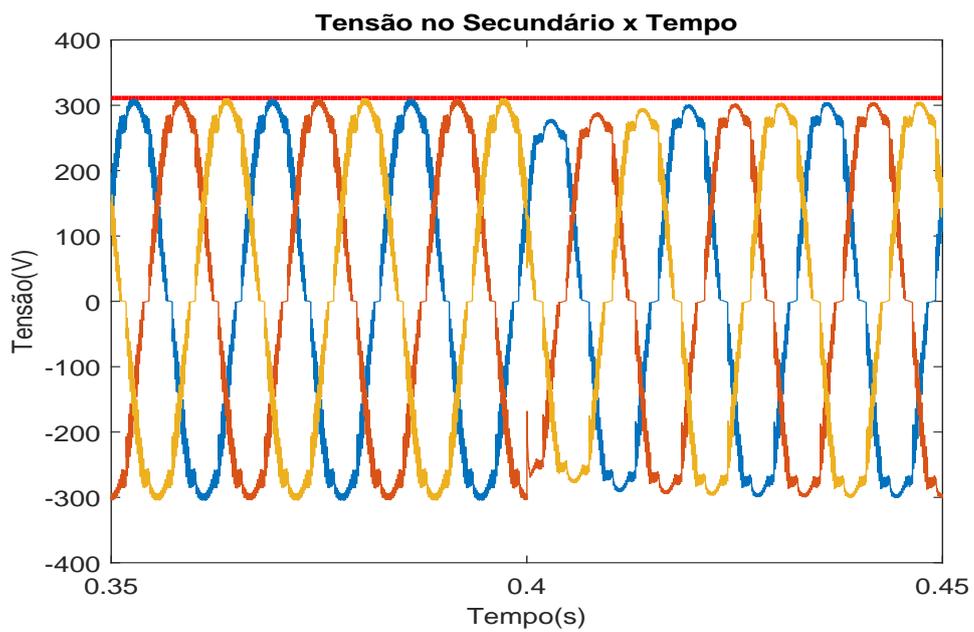


Figura 4.10: Curvas de tensão de linha da microrrede para a carga não-linear em torno de 0.4 s.

Tabela 4.9: Harmônicos mais influentes de baixa frequência com a carga não-linear.

$H_5(\%)$	$H_7(\%)$	$H_{11}(\%)$
6.38178	3.35783	2.36416

Embora o THD para a carga nominal seja inferior a 10%, como mostrado na Tabela 4.10, a tensão trifásica de saída não é adequada para uso de acordo com o PRODIST, uma vez que o THD devido a harmônicos ímpares não múltiplos de três excede o limite de 7.5%:

$$DTT_i \approx 9\%.$$

Dessa forma, para ajustar os níveis de tensão aos parâmetros de qualidade, será necessário abordar esse problema em trabalhos futuros. Uma possível solução é a utilização de compensadores harmônicos, que são capazes de eliminar sinais de frequências específicas [24].

Tabela 4.10: Valores de THD das tensões de linha da microrrede para a carga não-linear nominal.

$THD_{ab}(\%)$	$THD_{bc}(\%)$	$THD_{ca}(\%)$
8.0929	8.2994	8.2033

O fator de desequilíbrio, por sua vez, é inferior a 0.1%:

$$FD = 0.0586\%.$$

4.6 Comparação Entre os Cenários

As figuras 4.11 e 4.12 mostram a comparação dos valores de THD e do fator de desequilíbrio de tensão, respectivamente, para os casos analisados.

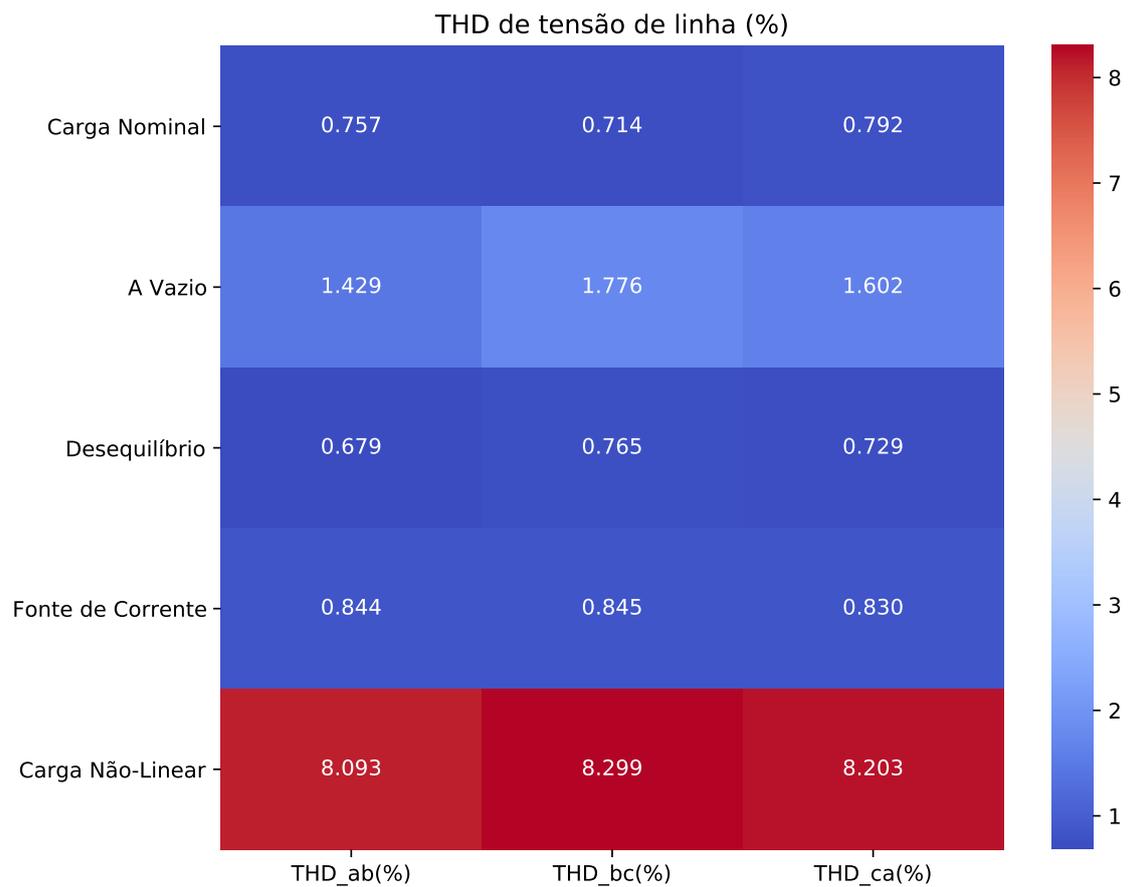


Figura 4.11: Comparação de THD de todos os cenários simulados.

Através da Figura 4.11, é possível observar que o caso mais crítico é o de carga não-linear, que ocorre devido à presença de harmônicos de baixa frequência, como mencionado na seção 4.3.

No que se refere ao fator de desequilíbrio de tensão (FD), o caso mais crítico é o de circuito aberto (a vazio), como visto na Figura 4.12.

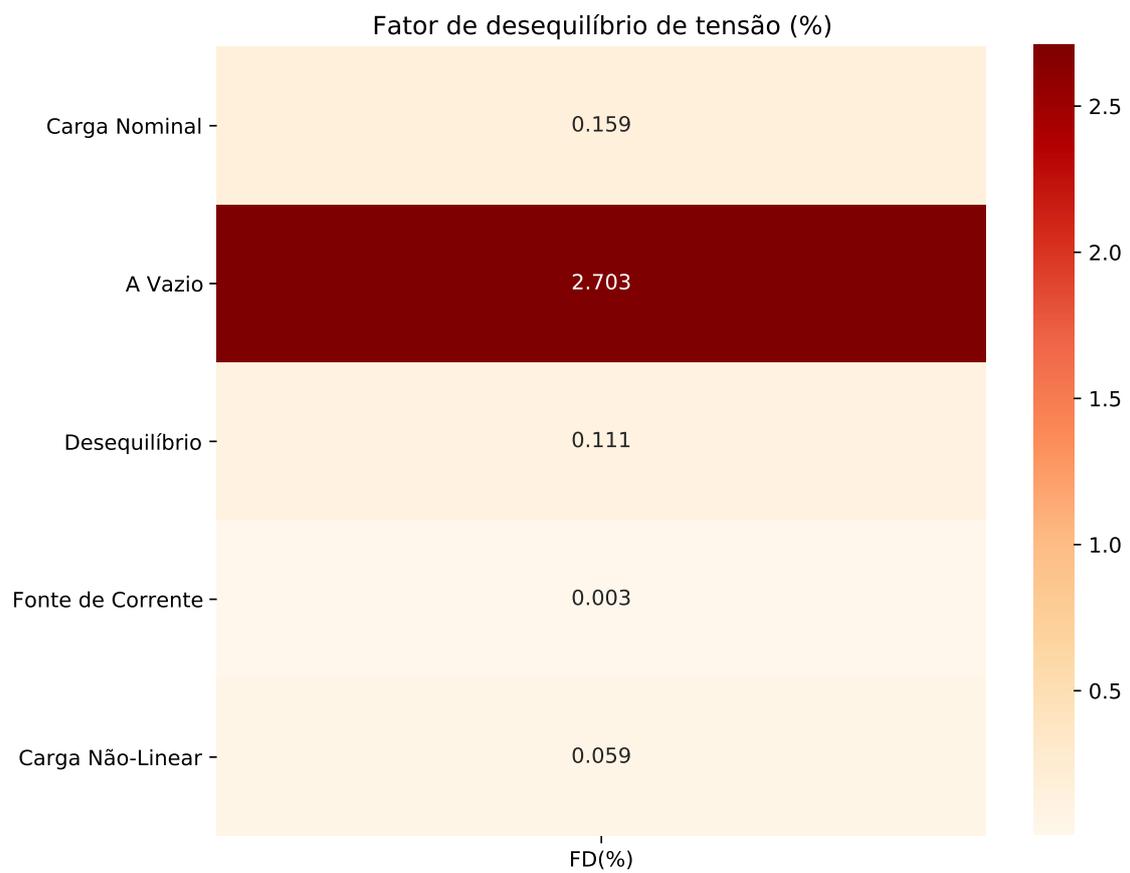


Figura 4.12: Comparação de FD de todos os cenários simulados.

Capítulo 5

Considerações Finais

Neste trabalho, foi desenvolvido um ambiente de simulação no *software* PS-CAD para analisar o comportamento do conversor formador de rede em uma microrrede, considerando um controle proporcional-ressonante. Para projetar esse controle, foi considerado o esquema multimalhas, sendo as correntes que saem do conversor as variáveis a serem controladas pela malha interna e as tensões de linha do lado de baixa do transformador as variáveis controladas pela malha externa.

Os cálculos foram realizados com o auxílio do *software* MATLAB, como apresentado no APêndice A. Com os resultados obtidos, foi possível traçar o diagrama de Bode utilizando o diagrama de blocos construído no *Simulink*, o que proporcionou uma representação mais precisa do diagrama mostrado na Figura 2.5. No diagrama de Bode, observou-se uma margem de ganho teoricamente infinita e a margem de fase próxima ao valor esperado.

No capítulo 4, foram considerados cinco cenários de carga diferentes para a análise do comportamento do conversor no sistema. Os critérios utilizados para avaliar a qualidade das tensões foram a distorção total de tensão (THD das tensões de linha) e o fator de desequilíbrio. Com base nesses critérios, as seguintes conclusões foram obtidas para cada cenário:

- **Carga nominal** - Nesse cenário, observou-se a presença de um pequeno desequilíbrio, o que foi confirmado pelo valor do fator de desequilíbrio

$FD = 0.1589\%$. Além disso, as distorções de tensão devido aos harmônicos foram inferiores a 2% , indicando baixo efeito de ruído nas tensões de linha. Os harmônicos mais influentes nesse caso foram: H_2 , H_{97} e H_{101} ;

- **Lado CA a vazio** - Nesse cenário, em que não há carga conectada à microrrede, observaram-se distorções de tensão superiores ao cenário anterior, porém ainda dentro do limite aceitável de 10% estabelecido pela ANEEL. Os harmônicos mais influentes permaneceram os mesmos e o fator de desequilíbrio foi próximo ao limite de 3% ;
- **Carga desequilibrada** - Para esse caso, foi observado um pequeno desequilíbrio de 0.1114% , que não representa uma preocupação significativa. As distorções de tensão foram um pouco superiores às do caso nominal, mas ainda menores do que no cenário de lado CA a vazio. Não houve alterações nos três harmônicos mais influentes;
- **Modelo equivalente de geração fotovoltaica** - Esse cenário considerou uma versão simplificada de um gerador fotovoltaico, com sua corrente já convertida para alternada. uma potência de 17.5 kVA foi injetada e, após 0.4 s, essa potência foi aumentada para 35 kVA (essa mudança durou $100 \mu\text{s}$). Com essa alteração de potência, a tensão passou por um pequeno transiente, mas seu valor em regime permanente não foi alterado em relação ao tempo anterior a 0.4 s. O desequilíbrio calculado foi insignificante e as distorções de tensão foram semelhantes ao cenário de lado CA a vazio, mantendo os mesmos três harmônicos mais influentes;
- **Carga não-linear** - Esse foi o cenário mais crítico e foi considerado um retificador trifásico não controlado e sem filtros. As curvas de tensão mostraram a presença de harmônicos de baixa frequência, como confirmado pela Tabela 4.9, que apresenta a influência dos harmônicos H_5 , H_7 e H_{11} . Apesar da distorção total de tensão ser inferior a 10% , a presença desses harmônicos ímpares não múltiplos de três torna a operação do conversor formador de

rede inviável de acordo com as normas do PRODIST.

Em geral, os harmônicos mais presentes foram aqueles próximos à frequência de chaveamento, o que era esperado, conforme mencionado na seção 2.1. No entanto, o segundo harmônico também apareceu com frequência, o que não é desejável e deve ser investigado. Com exceção do cenário de carga não-linear, todos os cenários permaneceram dentro dos limites aceitáveis. O caso da carga não-linear destaca a necessidade de aprimoramento do projeto de controle.

5.1 Projetos Futuros

Como mencionado neste trabalho, é necessário aprimorar o projeto de controle do conversor. Algumas sugestões são:

- **Desenvolvimento de técnicas para redução de harmônicos de baixa frequência** - O cenário de carga não-linear evidenciou a necessidade de lidar com harmônicos mais próximos da frequência fundamental. Uma abordagem para resolver tal cenário é investigar e implementar compensadores harmônicos no controle do conversor;
- **Estudo da origem do desequilíbrio nas tensões de linha** - No caso de carga a vazio, observou-se um desequilíbrio nas tensões de linha. Embora o fator de desequilíbrio esteja dentro dos limites aceitáveis, é importante realizar um estudo mais aprofundado para identificar a origem desse desequilíbrio e propor medidas de mitigação;
- **Criação de um modelo mais preciso para geração fotovoltaica** - Para tornar as simulações mais realistas, é fundamental desenvolver um modelo mais preciso que leve em consideração os módulos fotovoltaicos e a topologia de conversão de corrente contínua para corrente alternada;
- **Inclusão do seguidor de rede** - Como foi mencionado neste trabalho, o formador de rede faz parte da interface de fluxo de potência (PFI), equipa-

mento que envolve um conversor seguidor de rede, um elo CC e um conversor formador de rede. Por isso, é interessante acrescentar o seguidor de rede nas simulações para fins de teste e análise;

- **Acrescentar sistema de armazenamento de energia** - Como mencionado no capítulo 1, a microrrede possui sistemas de armazenamento por baterias. Portanto, é importante acrescentá-las ao ambiente de simulação para realização de testes;
- **Realização de testes experimentais** - É interessante realizar testes experimentais para validar os resultados obtidos em simulação.

Referências Bibliográficas

- [1] INSTITUTO NACIONAL DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA. “O Que é Geração Distribuída”. Disponível em: <https://www.gov.br/aneel/pt-br/assuntos/geracao-distribuida>, 2023. Acessado em: 23 ago. 2023.
- [2] SHUAI, Z., SUN, Y., SHEN, Z. J., et al. “Microgrid stability: Classification and a review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 58, pp. 167–179, 2016.
- [3] RODRIGUEZ, C. C., MANE, M. C., GARCIA, F. J. C., et al. “Grid-Following and Grid-Forming Converter Control Comparison Under Fault Conditions”, *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition*, pp. 598–603, 2021.
- [4] BACHA, S., MUNTEANU, L., BRATCU, A. L. *Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies*. 1 ed. New York, Springer London, 2014.
- [5] PINHO, J. T., GALDINO, M. A. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. CEPEL - CRESESB, Rio de Janeiro, 2014.
- [6] YAZDANI, A., IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. 1 ed. New Jersey, John Wiley & Sons, Inc, 2010.
- [7] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3 ed. United States, John Wiley & Sons, 2002.
- [8] VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. 1 ed. Curitiba, Appris editora, 2019.
- [9] LOH, P. C., HOLMES, D. G. “Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No.2, pp. 644–654, 2005.

- [10] RAZI, R., MONFARED, M., HADIZADEH, A. “Tracking Error Minimization in Multi-Loop Control of UPS Inverters Using the Reference Frame Transformation”, *8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2017)*, pp. 311–316, 2017.
- [11] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. 2 ed. New Jersey, John Wiley & Sons, 2017.
- [12] BLAABJERG, F. *Control of Power Electronic Converters and Systems, Volume 2*. 1 ed. United Kingdom, Academic Press, 2018.
- [13] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5 ed. São Paulo, Pearson Education, 2010.
- [14] MAGOSSI, R. F. Q., OLIVEIRA, V. A., MACHADO, R. Q., et al. “Stabilizing Set and Phase Margin Computation for Resonant Controllers”, *IEEE 58th Conference on Decision and Control (CDC)*, pp. 8112–8117, 2019.
- [15] BASÍLIO, J. C. *Notas de aula do curso de Sistemas de Controle I*. Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, UFRJ, 2019.
- [16] ALVES, F. A. L. *Implementation and Analysis of Generalized Closed-Loop Controller on a Grid Forming Controller With LCL Filter*. Dissertação de Mestrado, UFRJ, Rio de Janeiro, 2022.
- [17] PAN-ON, J., SANGTUNGTONG, W. “Design Equation for Directly Computing Two Gains of PR Controller”, *2019 IEEE 2nd International Conference on Power and Energy Applications*, pp. 119–123, 2019.
- [18] HARNEFORS, L., WANG, X., YEPES, A. G., et al. “Passivity-Based Stability Assessment of Grid-Connected VSCs—An Overview”, *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, VOL. 4, NO. 1*, pp. 116–125, 2016.
- [19] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica”. 2017. Disponível em: https://antigo.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo8_Revisao_8/9c78cfab-a7d7-4066-b6ba-cfbda3058d19.
- [20] NF TRANSLATION. “COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA: PARTE 4-30: TÉCNICAS DE MEDIÇÃO E ENSAIO MÉTODOS DE MEDI-

ÇÃO DE QUALIDADE DE ENERGIA”. 2011. Disponível em: <<https://tinyurl.com/compatibilidade-parte-4-30>>.

- [21] BLAABJERG, F. *Control of Power Electronic Converters and Systems*. 1 ed. United Kingdom, Academic Press, 2018.
- [22] LATHI, B. P. *Sinais e Sistemas Lineares*. 2 ed. Porto Alegre, Bookman, 2008.
- [23] ALEXANDER, C. K., SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. 5 ed. Porto Alegre, AMGH Editora Ltda., 2013.
- [24] ARMSTRONG, A. M., ELGENDY, M. A., MULOLANI, F. “Three-phase grid-connected PV inverters using the proportional resonance controller”, *IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, pp. 1–6, 2016.

Apêndice A

Códigos Feitos no *MATLAB*

Código Principal

```

clear;clc

%DADOS
f = 60; %Freq. desejada para o sistema [Hz]
fsw = 5940; %Freq de chaveamento [Hz]
Tsw = 1/fsw;
wsw = fsw*2*pi;
L1 = 340e-6;
R1 = 2*pi*60*L1*0.02;
C = 150e-6;
Rd = 2;
Lt = 32.6798e-6;
Rt = 2*pi*60*Lt*0.02;
Kpwm = 2*254*sqrt(2)/900;
Vdc = 900;
wo = 2*pi*f;

Ko = Vdc/2;
Kpu_i = Kpwm/102.0621;
Kpu_v = 1/(127*sqrt(2));

%CÁLCULO DE KPI
syms s Kpi
Gd2 = exp(-1.5*Tsw*s);
Gd_approx2 = 1.0/(1.5*Tsw*s+1.0);
Z11 = s*L1 + R1;
Zcc = (1/(s*C)) + Rd;
Y11 = 1/Z11;
Ztt = s*Lt + Rt;
WW = 1/Z11;
XX = Zcc;
Gwc2 = WW*XX/(1+WW*XX);
%FTLAC_ii = Kpi*Gd2*Ko*Kpu_i*Gwc2/XX;
FTLAC_ii = Kpi*Kpu_i*Ko*Gd2*Y11/(1 + Y11*Zcc);

[Kpi2, wgm] = inner_gain_margin(FTLAC_ii, 7, 0, wo);
Kpi2

Kpi = Kpi2;

%EQUAÇÕES DO SISTEMA
s = tf('s');
Z1 = s*L1 + R1;
Y1 = 1/Z1;
Zc = (1/(s*C)) + Rd;
Zt = s*Lt + Rt;
Gd = exp(-1.5*Tsw*s);
Gd_approx = 1.0/(1.5*Tsw*s+1.0);

%MALHA EXTERNA
Gext_ol = Gd_approx*Kpwm*Kpi*Ko*Y1*Zc*0.5*Kpu_v/(1+Y1*Zc+Ko*Y1*Kpu_i*Kpi*Gd_approx);

MF_v = 100;
FTLANC_v = Gd_approx*Kpwm*Kpi*Ko*Y1*Zc*0.5/(1+Y1*Zc+Ko*Y1*Kpu_i*Kpi*Gd_approx);
fc_v = 100;
wc_v = fc_v*2*pi;
FTLANC_v_wc = evalfr(FTLANC_v,1i*wc_v);

[Kc_v, Kr_v] = ganhos_pr(MF_v, wc_v, FTLANC_v_wc, Kpu_v, fsw, f, 'ext');

```

```
Kc_v  
Kr_v
```

```
Cv = Kc_v + Kr_v*s/(s^2 + wo^2);  
FTLAC_v = Cv*Gext_ol;  
isstable(FTLAC_v)  
[Gm, Pm, Wcg, Wcp] = margin(FTLAC_v)  
bode(FTLAC_v)  
grid on
```

Código do Controle Proporcional

```

function [Kp, wgm] = inner_gain_margin(G, gm_db, zeta, w1)
%inner_gain_margin(G, gm_db, zeta, w1) calcula o ganho para uma dada margem
%de ganho
% G: função de transferência;
% gm_db: margem de ganho, em dB;
% zeta, w1: não está em uso;

syms Kpi s
assume(Kpi>0)
assumeAlso(Kpi, 'real')

%FREQ. NO PONTO DA MARGEM DE GANHO (FREQ. EM -180°)
syms w
assume(w, 'real')
assumeAlso(w>0)
G_jw = subs(G,s,1i*w);
eq_wgm = -180 == rad2deg(angle(G_jw));
wgm = vpa(solve(eq_wgm, w));

%CÁLCULO DA MARGEM DE GANHO
%gm = 1.0*10^(-gm_db/20);
gm = db2mag(gm_db);
G_wgm = subs(G,s,1i*wgm);
%eq_gm = gm == 1.0/abs(G_wgm);
eq_gm = gm_db == -20*log10(abs(G_wgm));
Kp = double((solve(eq_gm, Kpi)));

end

```

Código do Controle Proporcional Ressonante

```

function [kc, kr] = ganhos_pr(MF, wc, G, kpu, fsw, f, malha)
%GANHOS_PR(MF, wc, G, kpu, fsw, f, malha) Calcula os ganhos kc (kc=kp) e wx (kr/kc) de
um controlador PR.
% MF: Margem de fase [Graus];
% wc: Frequência de corte [rad/s];
% G: Função de transferência de malha aberta (sem o controlador);
% kpu: Ganho da realimentação para tornar em pu;
% fsw: Frequência de chaveamento [Hz];
% f: Frequência do sistema [Hz];
% malha: 'int' para cálculo dos ganhos da malha interna e 'ext' para
% externa.

s = tf('s');
%syms s
wo = 2*pi*f;
Tsw = 1/fsw;
Gd_s = exp(-1.5*Tsw*s);
Gd = exp(-1.5*Tsw*1i*wc);
Gd_approx = 1/(1.5*Tsw*s+1);
Gd_approx_wc = evalfr(Gd_approx,1i*wc);
%Gd_approx = 1/(1.5*Tsw*1i*wc+1);
if strcmp(malha, 'int')
    FTLANC_wc = G*kpu*Gd_approx_wc;
elseif strcmp(malha, 'ext')
    FTLANC_wc = G*kpu;
else
    error('Erro. "malha" deve ser "int" ou "ext".');
end
FTLANC_wc_abs = abs(FTLANC_wc);
FTLANC_wc_phase = rad2deg(angle(FTLANC_wc));

%wx = ((wo^2-wc^2)/wc)*tand(MF-180-FTLANC_wc_phase);
c = tand(FTLANC_wc_phase-MF)*(wc^2-wo^2)/wc;
%kc_elepot = 1/((FTLANC_wc_abs)*sqrt(1+((wc^2)*(wx^2))/(((wo^2)-(wc^2))^2)));
kc = abs(wo^2-wc^2)/(FTLANC_wc_abs*sqrt(1+(c^2)*(wc^2)));

%kr_elepot = wx*kc_elepot;
kr = c*kc;
end

```

Apêndice B

Código Para o Microcontrolador


```

    structures::AbcComponents Iref_abc = ac_voltage_control.calculate(Vref, Vac, Icap, 377.0)*0.7982;

    structures::AbcComponents Mabc_output = ac_current_control.calculate(Iref_abc.
clarke_amplitude_invariant(), Iac, Icap, 377.0);

    this->pwm_output[0] = Mabc_output.a;
    this->pwm_output[1] = Mabc_output.b;
    this->pwm_output[2] = Mabc_output.c;

    this->pwm_output[3] = Iref_abc.a;
    this->pwm_output[4] = Iref_abc.b;
    this->pwm_output[5] = Iref_abc.c;
}

void set_global_inputs(const double *globals)
{
    this->g_va_ref = float(globals[0]);
    this->g_vb_ref = float(globals[1]);
    this->g_vc_ref = float(globals[2]);
}
};

namespace pscad
{
    PscadInterface& PscadSimulationManager::get_instance(int instanceId) const
    {
        switch (instanceId)
        {
            case 1: {
                static ControllerSimulation controller_simulation;
                return controller_simulation;
            }
            default: {
                return this->get_null_pscad_instance();
            }
        }
    }
}
}

```