



PROJETO DE UM SISTEMA DE CONTROLE COM COMPENSAÇÃO
HARMÔNICA PARA UM CONVERSOR SEGUIDOR DE REDE CONECTADO
ENTRE UMA MICRORREDE E A REDE ELÉTRICA CONVENCIONAL

Matheus Vinícius da Silva Knauer

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

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Marcello da Silva Neves

Rio de Janeiro
Abril de 2024

PROJETO DE UM SISTEMA DE CONTROLE COM COMPENSAÇÃO
HARMÔNICA PARA UM CONVERSOR SEGUIDOR DE REDE CONECTADO
ENTRE UMA MICRORREDE E A REDE ELÉTRICA CONVENCIONAL

Matheus Vinícius da Silva Knauer

PROJETO DE GRADUAÇÃO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO
CURSO 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^ª. Laís F. Crispino Proença, D.Sc.

Prof. André Guilherme Peixoto Alves, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

ABRIL DE 2024

Vinícius da Silva Knauer, Matheus

Projeto de um sistema de controle com compensação harmônica para um conversor seguidor de rede conectado entre uma microrrede e a rede elétrica convencional/Matheus Vinícius da Silva Knauer. – Rio de Janeiro: UFRJ/ Escola Politécnica, 2024.

XII, 54 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Marcello da Silva Neves

Projeto de Graduação – UFRJ/ Escola Politécnica/ Curso de Engenharia Elétrica, 2024.

Referências Bibliográficas: p. 53 – 54.

1. Conversor. 2. Controle. 3. Compensação harmônica. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Escola Politécnica, Curso de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Dedico este trabalho a todos que
me acompanharam e apoiaram
ao longo da minha jornada
acadêmica.*

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus pela condução e pelo sustento não apenas no desenvolvimento deste projeto final, mas durante toda a faculdade. A Ele seja toda a honra e glória para sempre.

Também agradeço a minha família que sempre me deu todo o apoio e as condições necessárias para que eu pudesse seguir com os meus estudos. Agradeço a minha namorada por nunca sair do meu lado, por confiar em mim e por todas as palavras de carinho e incentivo proferidas nos momentos mais difíceis. Quero registrar minha gratidão também ao professor Aredes (em memória) por ter me acolhido no LEMT quando eu ainda me encontrava perdido no mundo da pesquisa e por me oferecer oportunidades para que eu pudesse me desenvolver como pessoa e profissional. Agradeço, da mesma forma, à equipe do LEMT por contribuírem com o meu crescimento e me ajudarem em meio aos desafios da graduação. Também estendo minha gratidão ao Programa de Recursos Humanos da ANP (PRH-17) pelo apoio financeiro durante a pesquisa.

Em especial, agradeço ao meu coorientador Marcello Neves que aceitou me receber e me orientar em minha pesquisa desde quando cheguei ao laboratório. Foram vários trabalhos, desafios, dificuldades... mas pacientemente, ele me deu o incentivo e o apoio técnico para que eu seguisse em frente e chegasse até aqui. Quero agradecer também àqueles que estiveram ao meu lado e dividiram comigo tantas experiências durante a graduação. Assim, agradeço aos amigos Matheus Sotero, Jônatas Mascarenhas e Yuri Pereira pelo companheirismo de sempre e por contribuírem com minha formação.

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

PROJETO DE UM SISTEMA DE CONTROLE COM COMPENSAÇÃO
HARMÔNICA PARA UM CONVERSOR SEGUIDOR DE REDE CONECTADO
ENTRE UMA MICRORREDE E A REDE ELÉTRICA CONVENCIONAL

Matheus Vinícius da Silva Knauer

Abril/2024

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Marcello da Silva Neves

Curso: Engenharia Elétrica

Os dispositivos conhecidos como conversores CC-CA - também chamados de inversores - são bastante empregados nos sistemas de distribuição, especialmente naqueles que utilizam fontes renováveis de energia. Assim, a proposta deste trabalho consiste em estudar e implementar um método de controle de inversores que desempenham a função de interface elétrica entre uma microrrede e a rede elétrica convencional, bem como sua eficiência na compensação de harmônicos de corrente presentes no sistema.

Primeiramente, foi desenvolvido um modelo matemático do inversor com o qual os cálculos e testes posteriores puderam ser feitos por meio de um software de simulação de circuitos. Dessa forma, com o auxílio de recursos computacionais e fundamentado nas teorias clássicas de controle, foram projetados controladores com objetivo de garantir o rastreamento dos valores de referência para a tensão do lado CC do inversor e para a corrente trifásica de seu lado CA.

Além disso, foi incorporada ao projeto uma técnica para mitigar os distúrbios harmônicos de corrente da rede CA. Dessa forma, o conversor é capaz de não apenas controlar o fluxo de potência entre a microrrede e a rede da concessionária, mas também contribui para a qualidade da energia do sistema. Os resultados foram obtidos por meio de uma simulação desenvolvida no software de simulação de circuitos PSCAD/EMTDC™ e permitiram a validação da metodologia para os propósitos da pesquisa.

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

DESIGN OF A CONTROL SYSTEM WITH HARMONIC COMPENSATION
FOR A GRID-FOLLOWING CONVERTER CONNECTED BETWEEN A
MICROGRID AND THE CONVENTIONAL ELECTRICAL GRID

Matheus Vinícius da Silva Knauer

April/2024

Advisors: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Marcello da Silva Neves

Course: Electrical Engineering

Devices known as DC-AC converters or inverters are widely used in distribution systems, especially in those that use renewable energy sources. Therefore, the purpose of this work is to study and implement a method for controlling inverters that perform the function of electrical interface between a microgrid and the conventional electrical grid, as well as its efficiency in compensating current harmonics present in the system.

First of all, a mathematical model of the inverter was developed with which subsequent calculations and tests could be carried out using circuit simulation software. Thus, through the support of computational resources and based on classical control theories, controllers were designed in order to ensuring the tracking of reference values for the voltage on the DC side of the inverter and for the three-phase current on its AC side.

In addition to designing the inverter current control loop to track the steady-state reference value, a technique to mitigate AC grid current harmonic disturbances was incorporated into the design. In this way, the converter is able to not only control the intensity of power flow between the microgrid and the company's electrical grid, but also contributes to the quality of the power flow between both systems. The results obtained were verified through a simulation developed in PSCAD/EMTDC™ circuit simulation software and they allowed the validation of the methodology for the purposes of the research

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xii
1 Introdução	1
1.1 Contexto	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estrutura do texto	2
2 Fundamentos Teóricos	4
2.1 Conversores de Eletrônica de Potência	4
2.2 Conversor Fonte de Tensão	5
2.2.1 Aspectos gerais	5
2.2.2 Modulação por largura de Pulso	5
2.2.3 Topologia <i>Back-to-Back</i>	8
2.3 Teoria da Potência Instantânea	9
2.4 Controle em Malha Aberta e em Malha Fechada	12
2.5 Resposta em Frequência	13
2.5.1 Diagramas de Bode	14
2.6 Princípio do Modelo Interno	15
3 Projeto de Controle	16
3.1 Modelo Matemático do Lado CA do VSC	17
3.2 Projeto da Malha de Controle de Corrente	20
3.2.1 Escolha e Dimensionamento do Controlador	24
3.2.2 Sistema de Compensação Harmônica	27
3.3 Modelo Matemático do Elo CC do VSC	28
3.4 Projeto da Malha de Controle de Tensão	30
3.4.1 Escolha e Dimensionamento do Controlador	31
4 Simulação	35
4.1 VSC sem controlador	35

4.2	VSC com Controle de Corrente	38
4.3	VSC com Controle de Tensão e Corrente	41
4.3.1	Atuação do compensador harmônico	46
5	Conclusões	51
	Referências Bibliográficas	53

Lista de Figuras

2.1	Esquema simplificado de um VSC trifásico de dois níveis.	5
2.2	Esquema de funcionamento do PWM.	6
2.3	Circuito simplificado do conversor CA-CC-CA.	8
2.4	Controle em malha aberta.	13
2.5	Controle em malha fechada.	13
2.6	Sistema $G(s)$ estável, linear e invariante no tempo.	13
2.7	Diagramas de Bode.	14
3.1	Diagrama esquemático de um VSC seguidor de rede.	17
3.2	Diagrama unifilar do PFI.	18
3.3	Diagrama de blocos do sistema a ser controlado para a fase “a”. O diagrama é idêntico para as fases “b” e “c”, mudando apenas as grandezas elétricas de cada fase.	20
3.4	Diagrama esquemático do sistema de controle de corrente do conversor SR.	21
3.5	Diagrama de blocos do sistema realimentado com as variáveis no eixo α	22
3.6	Diagrama de blocos do sistema realimentado com as variáveis no eixo β	22
3.7	Diagrama esquemático das malhas de controle de corrente CA e tensão CC.	29
3.8	Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.	30
3.9	Diagrama de bode da função de transferência $L(s)$ com $H(s) = \omega_c^2$	33
4.1	Diagrama do conversor seguidor de rede construído no PSCAD/EMTDC™.	36
4.2	Tensão CA no PCC sem a presença do sistema de controle do VSC.	37
4.3	Corrente CA no PCC sem a presença do sistema de controle do VSC.	37
4.4	Potências ativa e reativa no PCC sem a atuação dos mecanismos de controle.	38

4.5	Malha de controle de corrente CA construída no software PSCAD/EMTDC™	39
4.6	Potências trifásicas no PCC com a atuação da malha de controle de corrente.	40
4.7	Correntes trifásicas no PCC com a atuação da malha de controle de corrente.	41
4.8	Modelagem para a geração de harmônicos na tensão do PCC.	42
4.9	Tensão no elo CC com as malhas de controle de tensão e de corrente implementadas.	43
4.10	Corrente CA do VSC com a atuação das malhas de controle de tensão e corrente.	44
4.11	Potências trifásicas no PCC com a atuação das malhas de controle.	45
4.12	Malha de controle de corrente com compensador harmônico no PSCAD/EMTDC™	46
4.13	Corrente de saída do VSC com a atuação do compensador harmônico.	47
4.14	Potências trifásicas no PCC com a atuação do compensador harmônico.	48
4.15	Tensão no elo CC com a variação do fluxo de potência.	49
4.16	Corrente CA na saída do conversor com a variação do fluxo de potência.	49
4.17	Potências trifásicas no PCC com a variação do fluxo de potência.	50

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros estimados dos controladores PI e PR de corrente CA. . .	27
3.2	Parâmetros do controlador de avanço de fase.	34

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

A expansão do uso de dispositivos e técnicas da Eletrônica de Potência nos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica revolucionou a forma como a humanidade lida com os recursos energéticos disponíveis. No modelo tradicional de sistemas elétricos, a energia é produzida em grandes centrais geradoras, localizadas longe dos grandes centros de consumo, e percorre grandes distâncias pelas linhas de transmissão e distribuição até chegar ao consumidor final. Por outro lado, o advento e expansão do modelo conhecido como geração distribuída proporcionou uma mudança desse paradigma ao propor a descentralização dos sistemas de geração, os quais passaram a se localizar mais próximos às cargas [1]. Esse modelo, além de contribuir para a redução das perdas de transmissão, favorece a diversificação da matriz energética utilizada, pois como a energia é produzida localmente em diversas regiões de consumo, é conveniente que sejam utilizados os recursos de maior potencial de cada local. Assim, pôde-se observar, nas últimas décadas, um crescimento da exploração de fontes alternativas de energia tanto no Brasil como no mundo, como a solar, eólica, biomassa, biogás, entre outras [2].

À medida que novas fontes e novas técnicas de controle e qualidade de energia são incorporadas aos sistemas elétricos, a complexidade desses sistemas também é elevada. Além disso, A IEA (do inglês *International Energy Agency*) prevê que o aumento no consumo de eletricidade no mundo será alavancado pela geração de energias renováveis e pelo crescimento da demanda nas economias emergentes e em desenvolvimento. Nesse contexto, o uso da Eletrônica de Potência contribui de maneira expressiva, pois viabiliza a integração de fontes de energia renováveis à rede elétrica, a inclusão de sistemas de armazenamento e o aumento da eficiência energética [3]. Com os conversores estáticos, por exemplo, é possível converter a energia que se propaga por meio de sinais elétricos contínuos para sinais elétricos

alternados e vice-versa.

Os conversores eletrônicos contribuem fortemente para a interconexão entre redes elétricas distintas. Com eles, pode-se integrar a rede elétrica convencional da concessionária a redes menores para suprimento energético local conhecidas como microrredes. Nessa topologia, pequenas unidades de geração são acopladas a cargas próximas mediante um sistema de controle próprio [4]. Assim, por meio de conversores, é possível estabelecer o controle do fluxo de potência e da qualidade de energia entre duas ou mais redes elétricas.

Uma forma de utilização dos conversores eletrônicos para interligar uma microrrede à rede da concessionária é por meio da topologia *Back-to-Back*, na qual dois conversores CC/CA são ligados entre si pelo elo CC. O conversor que se conecta ao lado da microrrede nesse sistema é conhecido como formador de rede (FR) e sua função principal é controlar a tensão CA no barramento de conexão dessa microrrede (composta por todas as suas cargas e unidades de geração) com o conversor. Já o dispositivo que opera como interface entre o formador de rede e a rede elétrica da concessionária é chamado de conversor seguidor de rede (SR). Ele é responsável por garantir o controle de tensão em seu elo CC e o controle de corrente CA no ponto de conexão com a rede externa.

1.2 Objetivos

O objetivo do presente trabalho consiste no projeto de um sistema de controle para um conversor seguidor de rede, visando empregá-lo num arranjo *Back-to-Back* para interligar a microrrede do laboratório LEMT com a rede CA convencional do Centro de Tecnologia da UFRJ. Para essa finalidade, são desenvolvidas malhas de controle capazes de garantir a estabilidade e o rastreamento assintótico da tensão no elo CC e da corrente CA nos níveis de referência. Além disso, é projetado um mecanismo de compensação harmônica para mitigar as componentes indesejadas na corrente de saída do conversor. Por fim, é construída uma simulação para a validação dos resultados obtidos com o projeto de controle.

1.3 Estrutura do texto

No Capítulo 2, é apresentada toda a fundamentação teórica com base na qual o projeto foi desenvolvido. São abordadas as noções básicas sobre Conversores de Eletrônica de Potência, principalmente sobre os inversores. Também são apresentados conceitos sobre o projeto de sistemas de controle, bem como teorias e princípios utilizados para a escolha e dimensionamento dos controladores.

No Capítulo 3, são discutidos os processos de modelagem do conversor SR, tanto de seu lado CA quanto do lado CC, além de serem abordadas as metodologias utilizadas para a realização do dimensionamento dos controladores a serem projetados no presente trabalho.

Já o Capítulo 4 reúne todos os resultados obtidos após a validação do sistema controlado completo no ambiente de simulação. Por fim, as conclusões do trabalho são apresentadas no Capítulo 5.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

2.1 Conversores de Eletrônica de Potência

A Eletrônica de Potência trata das aplicações da eletrônica de estado sólido para o controle e conversão da energia elétrica por meio da condução e bloqueio de dispositivos semicondutores de potência [5]. Por isso, os dispositivos que utilizam as técnicas fundamentadas nesse campo do conhecimento para a realização do condicionamento de energia são chamados de Conversores de Eletrônica de Potência. Essencialmente, condicionar energia significa adequar o seu fornecimento às necessidades da carga ou melhorar a qualidade da energia absorvida pela rede elétrica [6]. Esse processo pode envolver a regulação da amplitude de tensão e corrente de suprimento, o ajuste do fator de potência, redução do conteúdo harmônico, ajuste da frequência elétrica, mudança da forma de propagação da energia, entre outros.

O funcionamento dos conversores se baseia no mecanismo de chaveamento de dispositivos semicondutores de potência dos quais são constituídos. Eles podem se comportar como chaves elétricas que são acionadas por sinais de controle emitidos aos seus terminais de gatilho e a saída desejada é obtida a partir do controle do tempo de condução desses dispositivos.

De acordo com a forma do sinal em seus terminais de entrada e de saída, os conversores podem ser classificados em quatro grupos:

- **Conversor CC-CC.** Também é conhecido como *chopper*. São dispositivos que convertem corrente contínua para corrente contínua com a magnitude do sinal de saída maior ou menor que o sinal de entrada.
- **Conversor CA-CC.** Também é conhecido como retificador. São dispositivos que convertem corrente alternada para corrente contínua com valor médio de saída maior ou menor que a amplitude de entrada.
- **Conversor CC-CA.** Também é conhecido como inversor. São dispositivos

que realizam a conversão de corrente contínua para corrente alternada com a frequência e a amplitude desejada.

- **Conversor CA-CA.** São dispositivos que realizam a conversão de corrente alternada para corrente alternada com frequência e amplitude do sinal de saída variáveis com relação ao sinal de entrada.

2.2 Conversor Fonte de Tensão

2.2.1 Aspectos gerais

O conversor CA-CC e o conversor CC-CA podem possuir a mesma estrutura elétrica, mudando apenas a lógica de controle e fluxo de carga [3]. Em um conversor genérico denominado Conversor Fonte de Tensão (VSC, do inglês *voltage source converter*), o barramento CC se comporta como uma fonte de tensão. Eles são amplamente utilizados em aplicações industriais como no acionamento de máquinas CA em velocidade variável e em sistemas de energia ininterrupta [5], além de também serem importantes na implantação de sistemas de geração distribuída. Os geradores fotovoltaicos, por exemplo, produzem energia na forma de corrente contínua e o inversor é utilizado como interface entre a geração CC e a rede CA convencional.

Os Conversores Fonte de Tensão podem ser classificados segundo o número de fases da rede conectada em seu lado CA. Assim, esses conversores podem ser tanto monofásicos quanto trifásicos. A Figura 2.1 mostra um esquema típico de conexão dos dispositivos semicondutores que compõem um VSC.

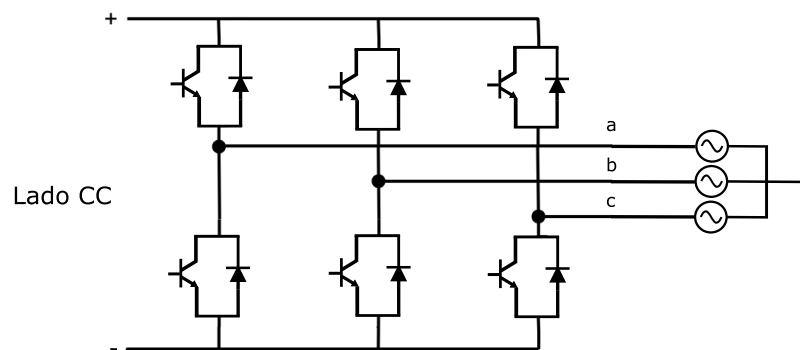


Figura 2.1: Esquema simplificado de um VSC trifásico de dois níveis.

2.2.2 Modulação por largura de Pulso

O processo de ajuste do sinal de saída de um VSC perpassa pelo controle sincronizado da abertura e fechamento de suas chaves semicondutoras. Para tanto, existem algumas técnicas que podem ser utilizadas e uma delas é conhecida como

modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *pulse-width modulation*). Nessa técnica, a forma de onda de saída do VSC é composta por pulsos com larguras variadas e controladas a partir de um sinal de controle.

Nos VSCs controlados por PWM, a tensão do lado CC é essencialmente constante em magnitude, enquanto a amplitude e a frequência do sinal de saída devem ser definidas pelo esquema de controle [7]. Numa possível forma de gerar um sinal senoidal com essas características, uma onda triangular é comparada com um sinal senoidal cuja frequência é a desejada na saída do conversor. Nos instantes em que a amplitude da onda triangular é menor do que a do sinal senoidal, é gerado um sinal lógico V_o de nível alto. Em contrapartida, um sinal lógico de nível baixo é gerado sempre que a amplitude da onda triangular for maior que a do sinal senoidal. A Figura 2.2 ilustra essa lógica de operação graficamente.

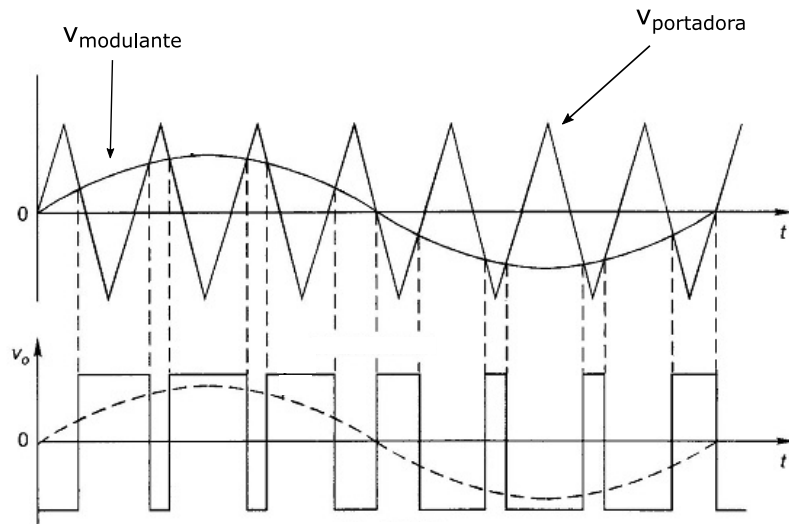


Figura 2.2: Esquema de funcionamento do PWM.

Na discussão do comportamento da PWM, é importante a definição de alguns termos. A forma de onda triangular $v_{portadora}$ da Figura 2.2 é chamada de portadora e sua frequência determina a frequência de chaveamento f_s das chaves semicondutoras. O sinal $v_{modulante}$ é chamado de modulante e utilizado para modular a razão de trabalho das chaves, ou seja, ele estabelece o tempo de abertura e fechamento delas. O sinal modulante apresenta a frequência f_1 , a qual é a frequência desejada para a tensão de saída do conversor [3]. O índice de modulação em amplitude, \hat{M}_a , é definido como:

$$\hat{M}_a = \frac{\hat{V}_{modulante}}{\hat{V}_{portadora}}, \quad (2.1)$$

sendo $\hat{V}_{portadora}$ a amplitude do sinal triangular e $\hat{V}_{modulante}$ a amplitude do sinal

modulante.

Se $\hat{M}_a \leq 1$, a amplitude da componente fundamental v_1 de saída do conversor será:

$$\hat{V}_1 = \hat{M}_a \cdot \frac{\hat{V}_{cc}}{2}, \quad (2.2)$$

em que \hat{V}_{cc} é a tensão CC na entrada do conversor.

Portanto, o valor médio do sinal de saída do inversor por período de chaveamento pode ser escrito como [7]:

$$v_{medio}(t) = \frac{v_{modulante}(t)}{\hat{V}_{portadora}} \cdot \frac{\hat{V}_{cc}}{2}, \quad (2.3)$$

$$v_{medio}(t) = \frac{\hat{V}_{modulante}}{\hat{V}_{portadora}} \cdot \sin \omega_1 t \cdot \frac{\hat{V}_{cc}}{2}, \quad (2.4)$$

$$v_{medio}(t) = \hat{M}_a \sin \omega_1 t \cdot \frac{\hat{V}_{cc}}{2}, \quad (2.5)$$

em que ω_1 representa a frequência angular da componente fundamental desejada na saída do conversor.

Por simplicidade, a equação (2.5) pode ser reescrita como em (2.6), na qual é definida a variável de controle m_a utilizada como sinal de entrada para o controle do conversor SR na etapa de simulação deste trabalho.

$$v_{medio}(t) = m_a \cdot \frac{\hat{V}_{cc}}{2}. \quad (2.6)$$

Na Figura 2.2, observa-se que a amplitude do sinal de controle é menor do que a amplitude da portadora e, portanto, o conversor opera na região linear descrita na equação (2.2). Esse comportamento é de grande importância na operação do conversor em diversas situações, tanto que em casos nos quais a amplitude de sua tensão de saída é elevada a tal ponto que o valor máximo do sinal de controle ultrapassa o máximo da onda triangular (caso conhecido como sobremodulação), diversas componentes harmônicas decorrentes da sobremodulação distorcem a tensão de saída do conversor [8]. Sendo assim, o nível de distorção harmônica com sobremodulação é muito maior do que ocorre na operação dentro da região linear.

Ao aplicar a PWM no inversor da Figura 2.1, a chave superior da fase “a” é acionada a partir de seu terminal de gatilho nos instantes em que $v_{modulante} >$

$v_{portadora}$ e desligada quando $v_{modulante} < v_{portadora}$. É importante destacar que as chaves presentes em uma mesma perna do conversor, ou seja, que estão conectadas a uma mesma fase da rede CA, devem ser acionadas de maneira complementar, o que significa que elas não podem estar fechadas ao mesmo tempo, já que isso provocaria um curto-circuito no elo CC.

Nos inversores trifásicos, como o da Figura 2.1, o par de chaves em cada uma das fases é controlado por um mecanismo próprio de PWM. Além disso, para um sinal de tensão trifásico na saída do inversor, os sinais de controle das três fases são defasados entre si em 120° .

2.2.3 Topologia *Back-to-Back*

Além das quatro formas de conversão apresentadas na Seção 2.1, é possível combinar dois conversores distintos para atuarem conectados sobre um mesmo sistema. Dessa forma, pode-se obter um conversor CA-CC-CA, conhecido como conversor *Back-to-Back*, que apresenta uma etapa intermediária na conversão de um sinal elétrico CA para um outro sinal CA. A Figura 2.3 mostra o esquema de um conversor desse tipo.

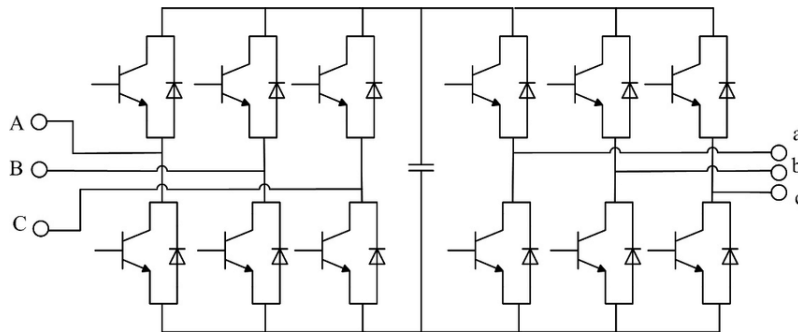


Figura 2.3: Circuito simplificado do conversor CA-CC-CA.

A partir desse esquema, percebe-se que um conversor *Back-to-Back* consiste na união de dois VSCs conectados por seus respectivos lados CC, resultando em uma conexão conhecida como elo CC. Nessa topologia, cada lado do conversor pode ser comandado e controlado individualmente, ou seja, cada etapa de conversão é desacoplada [3].

Os conversores seguidores de rede são projetados, em sua maioria, para fornecer potência a uma rede energizada [9]. Na sua operação, esses conversores utilizam um mecanismo de controle chamado de PLL (do inglês *Phase-Locked-Loop*) para estimar o ângulo instantâneo da tensão na rede e, a partir disso, sincronizar a tensão CA no ponto de conexão, a fim de regular com precisão a potência ativa e reativa injetada na rede [10]. Em síntese, os conversores seguidores de rede atuam como uma fonte

de corrente senoidal que segue a tensão terminal, injetando ou absorvendo potências ativa e reativa na rede. Em contrapartida, os conversores formadores de rede são projetados para manterem a magnitude e a frequência da tensão nos valores nominais esperados para a rede, controlando as potências ativa e reativa injetadas nela [11].

Como a topologia *Back-to-Back* é composta por dois conversores, cada um conectado a uma rede diferente, é possível projetar um conversor seguidor de rede e um formador de rede a partir dessa topologia, cada qual com o seu sistema de controle próprio.

2.3 Teoria da Potência Instantânea

Um dos principais marcos do desenvolvimento dos sistemas de potência baseados em transmissão e distribuição com corrente alternada foi a geração de tensão senoidal à frequência constante [12]. Esse modelo de geração tornou mais fácil o projeto de transformadores e linhas de transmissão, incluindo aquelas de grande distância. No entanto, à medida que novas tecnologias e novos dispositivos de Eletrônica de Potência surgiram, o comportamento linear dos sistemas passou a não ser a realidade em todos os casos. Um exemplo disso são as cargas que, ao serem submetidas a um sinal de tensão senoidal, produzem corrente não senoidal devido à variação de sua impedância com a aplicação da tensão, o que pode provocar o surgimento de componentes harmônicas de corrente na rede. Essas cargas são chamadas de cargas não lineares [13].

A expansão do uso das cargas não lineares fez com que as abordagens convencionais para a análise de sistemas de potência, baseadas nos valores médios ou rms (do inglês *root mean square*) das variáveis elétricas, passassem a ser insuficientes. Com isso, análises dos sistemas elétricos no domínio do tempo passaram a ser feitas em prol do entendimento da natureza física da energia em circuitos não lineares [12]. Nesse contexto, por volta de 1983, foi introduzida a Teoria da Potência Instantânea, também conhecida como Teoria p-q, a qual pode ser utilizada para o projeto de dispositivos de Eletrônica de Potência, especialmente aqueles com o objetivo de realizar compensação de potência reativa.

A Teoria p-q propõe uma nova definição de potência instantânea a partir da transformação das grandezas elétricas do sistema abc para o sistema de eixos coordenados $\alpha\beta 0$ por meio de um processo denominado Transformada de Clarke. Na literatura, esse novo sistema de eixos é conhecido como referencial estacionário. A equação (2.7) mostra o procedimento matemático que resulta nessa conversão para tensões trifásicas [14].

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

De forma equivalente, é possível aplicar a Transformada de Clarke para converter o sistema de eixos de correntes trifásicas, conforme mostrado na equação (2.8).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Além disso, é possível converter as variáveis do sistema $\alpha\beta 0$ para o sistema abc pela aplicação da Transformada de Clarke Inversa, conforme mostrado nas equações (2.9) e (2.10).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Essas transformações possuem a propriedade de conservação da amplitude do sinal elétrico envolvido e por isso são conhecidas como Transformadas de Clarke

Invariantes em Amplitude [14]. Uma vantagem da aplicação da transformação de Clarke é que ela permite a separação da componente de sequência zero das componentes das fases abc [12]. Em sistemas trifásicos a três fios, não existe componente de corrente de sequência zero, o que permite a eliminação de i_0 da equação (2.8) e, conseqüentemente, a sua simplificação. Da mesma forma, a componente v_0 pode ser eliminada da equação (2.7) em sistemas trifásicos balanceados a quatro fios. No entanto, quando as componentes de sequência zero de tensão e corrente estão presentes, deve ser utilizada a forma completa da Transformada de Clarke.

Para um sistema trifásico, seja em regime permanente ou em regime transitório, com ou sem condutor neutro, a potência ativa instantânea trifásica $p_{3\phi}$ descreve a energia instantânea que flui por segundo entre dois sistemas [12]. Matematicamente, essa grandeza é representada conforme a equação (2.11).

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c, \quad (2.11)$$

sendo v_a , v_b e v_c as tensões instantâneas e i_a , i_b e i_c , as correntes instantâneas. Observa-se que sem o fio neutro, as tensões v_a , v_b e v_c são medidas a partir de algum ponto de referência do sistema.

A partir da conversão das tensões e correntes da equação (2.11) para o sistema de eixos $\alpha\beta 0$, a potência ativa instantânea pode ser calculada em termos dessas componentes como sendo [14]:

$$p_{3\phi} = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + 2v_0 i_0). \quad (2.12)$$

Para sistemas trifásicos a três fios, dado que a corrente i_0 é nula, a formulação matemática da potência pode ser escrita como:

$$p_{3\phi} = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta). \quad (2.13)$$

Alternativamente aos conceitos tradicionais de potência definidos para sistemas operando com sinais puramente senoidais, a Teoria p-q estabelece duas novas definições. O fluxo de energia por unidade de tempo em termos das componentes $\alpha\beta$ é representado pela potência real instantânea p . Também é definida a potência imaginária instantânea q , a qual é proporcional à quantidade de energia trocada entre as fases do sistema e não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga. Matematicamente [14]:

$$p = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta), \quad (2.14)$$

$$q = \frac{3}{2} (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta). \quad (2.15)$$

Essas equações também são comumente representadas na forma matricial conforme mostra a expressão (2.16).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

2.4 Controle em Malha Aberta e em Malha Fechada

O intuito do projeto de um sistema de controle é garantir uma resposta desejada de um determinado sistema a partir de um sinal de referência e a despeito de possíveis perturbações impostas pelo meio externo [15]. Para tanto, são utilizados controladores que consistem em uma reunião de componentes que exercem algum tipo de ação sobre um sinal a ser tratado, o qual pode ser o erro entre a entrada e a saída do sistema ou o próprio sinal de referência, caso o sistema não possua realimentação.

O sistema a ser controlado é chamado de planta. Ela também pode ser um conjunto de componentes de um equipamento que funcione de maneira integrada, com o objetivo de realizar uma determinada operação [15]. Com base nessas características e no conhecimento das técnicas de controle moderno, pode-se escolher e dimensionar corretamente o controlador para a atuar segundo as diretrizes do projeto.

Os sistemas de controle podem ser classificados em duas categorias gerais: sistemas de malha aberta e de malha fechada. A diferença é determinada pela ação de controle, que é a quantidade responsável pela ativação do sistema para produzir a saída [16]. Dessa forma, são feitas as seguintes definições:

- Um sistema de controle de **malha aberta** é aquele no qual a ação de controle é independente da saída.
- Um sistema de controle de **malha fechada** é aquele no qual a ação de controle depende de algum modo da saída. São normalmente chamados de sistemas com realimentação ou sistemas retroalimentados.

As Figuras 2.4 e 2.5 mostram os diagramas de blocos de um sistema em malha aberta e em malha fechada, respectivamente.

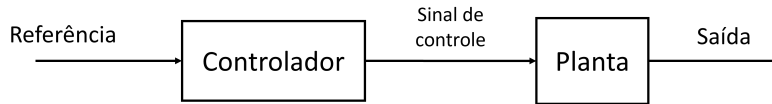


Figura 2.4: Controle em malha aberta.

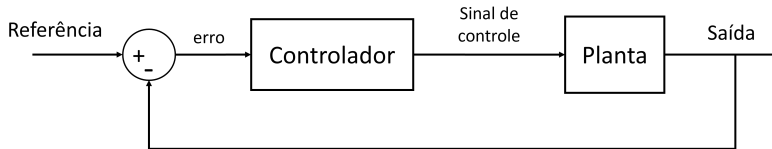


Figura 2.5: Controle em malha fechada.

Uma vantagem do sistema de controle de malha fechada é o fato de que o uso da realimentação faz com que a resposta do sistema seja menos sensível a distúrbios externos e variações internas nos parâmetros do sistema. Dessa forma, é possível a utilização de componentes relativamente imprecisos e baratos para obter o controle preciso de determinado sistema, ao passo que isso não é possível nos sistemas de malha aberta [15].

2.5 Resposta em Frequência

A resposta em frequência consiste em um método de análise e projeto de sistemas de controle [15]. Ela reúne o conjunto das respostas do sistema, em regime permanente (após decorridos os transitórios), quando sinais senoidais de diversas frequências são aplicados na sua entrada. Suas representações gráficas fornecem informações sobre a dinâmica dos sistemas em geral, permitindo identificar experimentalmente os seus modelos matemáticos e, no caso dos sistemas realimentados, projetar com segurança os seus controladores [17].

Seja um sistema linear invariante no tempo (SLIT) representado pela planta $G(s)$ na Figura 2.6.

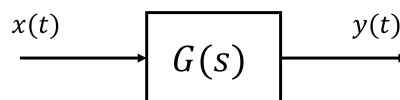


Figura 2.6: Sistema $G(s)$ estável, linear e invariante no tempo.

em que $x(t)$ e $y(t)$ são a entrada e a saída do sistema, respectivamente.

Se $x(t)$ for um sinal senoidal de frequência angular ω , a resposta y_∞ do sistema em regime permanente, pelo método da resposta em frequência, é dada por:

$$y_{\infty} = A |G(j\omega)| \sin(\omega t + \phi(\omega)), \quad (2.17)$$

sendo $|G(j\omega)|$ e $\phi(\omega)$ o módulo e a fase de $G(j\omega)$, respectivamente. A constante “ A ” corresponde a amplitude do sinal de entrada $x(t)$.

2.5.1 Diagramas de Bode

Uma das principais formas de representar graficamente as características da resposta em frequência de um sistema é por meio dos diagramas de Bode. Eles consistem em dois gráficos que, conjuntamente, mostram o comportamento da saída do sistema em função da frequência do sinal de entrada. A Figura 2.7 ilustra um exemplo desses diagramas.

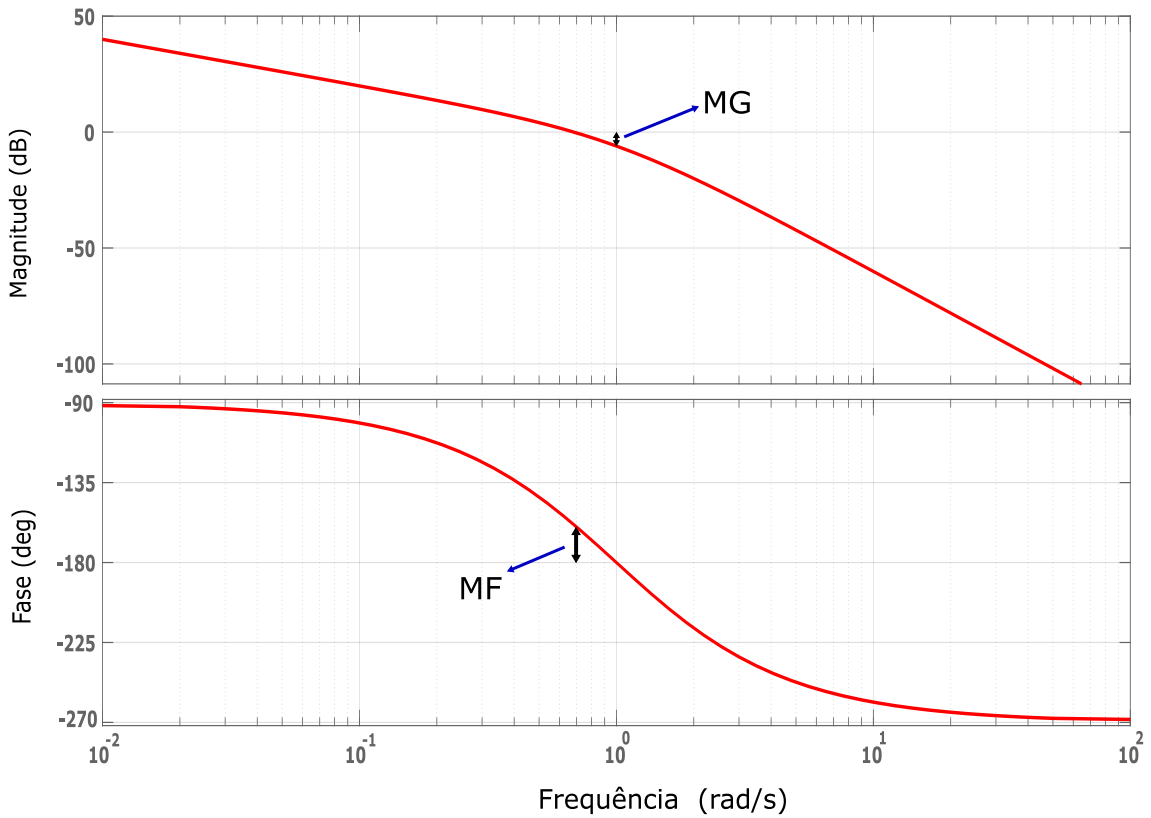


Figura 2.7: Diagramas de Bode.

Seja $G(s)$ o modelo matemático da planta a qual os diagramas da Figura 2.7 representam. O gráfico superior fornece informação do módulo de $G(j\omega)$ em função da frequência ω do sinal de entrada. Já o gráfico inferior mostra o ângulo de fase de $G(j\omega)$.

Em projetos de sistema de controle, os diagramas de Bode são de grande relevância na análise de parâmetros diretamente relacionados à estabilidade do sistema.

Nesse contexto, alguns conceitos importantes são definidos:

- **Margem de ganho (MG):** Corresponde à diferença entre o ganho de 0 dB e o ganho medido na frequência em que a fase de $G(j\omega)$ é igual a -180° .
- **Margem de fase (MF):** Corresponde à diferença entre o valor de fase medido e um deslocamento de fase de -180° na frequência em que o ganho de $G(j\omega)$ é igual a 0 dB. Esse valor de frequência também é chamado de frequência de cruzamento ou frequência de *crossover*.

As margens de ganho e fase, também chamadas de margens de estabilidade, podem ser utilizadas como critérios de projeto de modo a garantir a estabilidade do sistema e um desempenho satisfatório definido a partir de parâmetros da resposta transitória do sistema, tais como máximo sobressinal (também conhecido como *overshoot*), tempo de acomodação, tempo de subida, entre outros. Pode-se dizer que essas margens representam a distância entre os pontos em que a instabilidade pode ocorrer. Portanto, de maneira geral, os seus valores devem ser positivos para que o sistema seja estável [15]. Na literatura, alguns autores recomendam que a margem de fase deve ser de pelo menos 30° e a margem de ganho deve ser maior do que 6 dB [15] de modo a se obter um desempenho satisfatório da resposta transitória.

2.6 Princípio do Modelo Interno

As características do modelo do controlador utilizado para ajustar a saída de um sistema depende do sinal a ser controlado. Na teoria de controle, um tópico chave consiste no Princípio do Modelo Interno (IMP, do inglês *Internal Model Principle*). Esse princípio estabelece que se um determinado sinal deve ser rastreado ou rejeitado, um modelo gerador desse sinal precisa estar contido dentro da malha de controle, ou no controlador ou na planta [18]. Em outras palavras, um controlador apropriado para uma determinada planta incorpora o modelo com a mesma dinâmica do sinal que se pretende rastrear ou rejeitar.

Como as características da planta são fixas e não podem ser ajustadas, em princípio, por alguma ação externa, o modelo do controlador utilizado em um determinado projeto consiste no mesmo modelo que caracteriza o sinal de referência e, se for o caso, a perturbação externa. Portanto, se o objetivo é o rastreamento, em regime permanente, de um sinal constante no tempo, o controlador utilizado deve possuir uma parcela integradora em seu modelo. Se a referência for senoidal, ele deve possuir uma parcela ressonante na mesma frequência do sinal de entrada.

Capítulo 3

Projeto de Controle

O projeto de controle do fluxo de potência em um VSC pode ser desenvolvido com base em dois métodos distintos: controle por tensão ou controle por corrente de saída do conversor. A primeira abordagem consiste em um método mais simples e requer um número menor de malhas de controle em projetos de maior complexidade [19]. No entanto, como não existe uma malha dedicada ao seu controle, a corrente na saída do conversor pode estar sujeita a surtos perigosos em caso de falhas no sistema CA ou até mesmo se os comandos do controle sofrerem alterações bruscas [20].

Na segunda abordagem, o controle das potências ativa e reativa no ponto de conexão com a rede externa é feito a partir do desenvolvimento de uma malha de controle para a corrente de saída do conversor. Devido a essa regulação, o conversor é protegido contra surtos de corrente, o que representa uma vantagem significativa dessa abordagem para o controle das potências. Além disso, o controle por corrente também promove maior robustez contra variações nos parâmetros do conversor e da rede CA, melhor performance dinâmica e maior precisão no controle projetado [21]. Portanto, essa é a metodologia adotada no presente trabalho.

Além do projeto da malha de controle de corrente, é necessário um mecanismo que garanta tensão aproximadamente constante no lado CC do conversor. Isso porque em grande parte das aplicações esse terminal não é conectado a uma fonte de tensão CC, que teria a capacidade de manter a tensão aproximadamente constante, mas sim a uma fonte CC de potência cuja tensão terminal pode variar com o fluxo de potência. Neste trabalho, por exemplo, o elo CC do conversor SR é conectado a um segundo conversor que atua como um formador de rede para a microrrede do LEMT. É importante pontuar, ainda, que o VSC não funciona corretamente se a tensão CC não for maior que a tensão CA e possuir um valor bem estabelecido.

Portanto, deve ser projetada uma malha de controle externa de tensão a fim de regular o elo CC. Como consequência, o conversor é capaz de operar como um caminho de fluxo bidirecional de potência entre as redes elétricas por ele conectadas.

Os exemplos utilizados neste projeto são reproduções estritas daqueles apresentados em [20] com a adaptação dos parâmetros ao conversor SR do LEMT.

3.1 Modelo Matemático do Lado CA do VSC

A planta a ser controlada pelo sistema de controle proposto neste trabalho consiste em um conversor CC-CA conectado à rede elétrica da concessionária local. Esse equipamento constitui um conversor seguidor de rede, uma vez que sua operação ocorre nas condições elétricas (tensão e frequência) impostas pela rede à qual ele está conectado. A Figura 3.1 mostra uma esquema elétrico das conexões desse conversor, sendo:

V_{ta}, V_{tb}, V_{tc} : Tensões de saída das fases “a”, “b”, e “c”, respectivamente, do conversor ideal.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensões nas fases “a”, “b” e “c”, respectivamente, no ponto de conexão do conversor com a rede externa.

m_a, m_b, m_c : Sinais de entrada para o controle do conversor

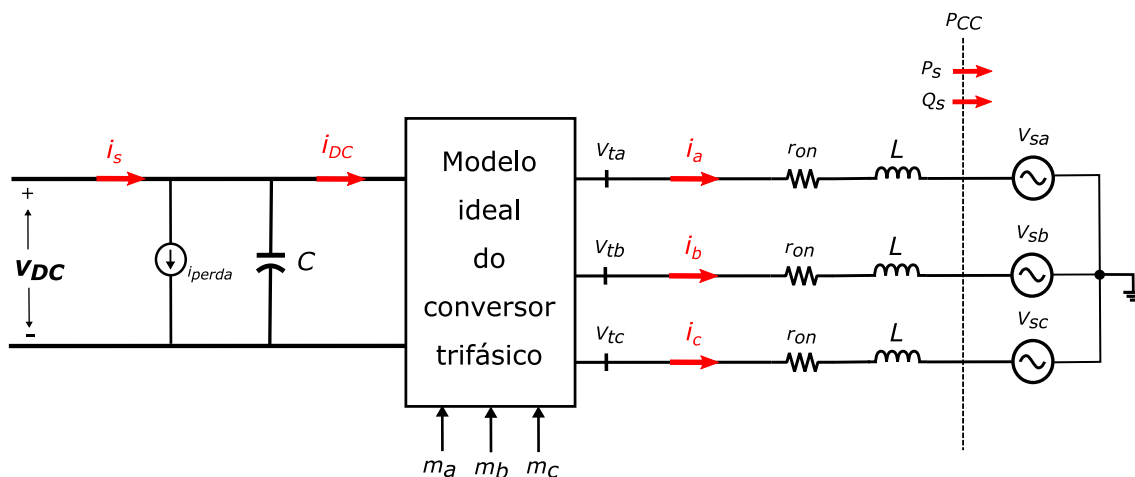


Figura 3.1: Diagrama esquemático de um VSC seguidor de rede.

Esse conversor seguidor de rede está ligado em topologia *Back-to-Back* a um outro conversor, o qual opera como um formador de rede. Juntos, ambos deverão funcionar como uma interface de potência entre a rede externa e a microrrede do LEMT, onde se encontram instalados. Em razão de sua aplicação no laboratório, a união desses conversores é chamada de PFI (do inglês *Power Flow Interface*). A Figura 3.2 mostra um diagrama da composição deste equipamento.

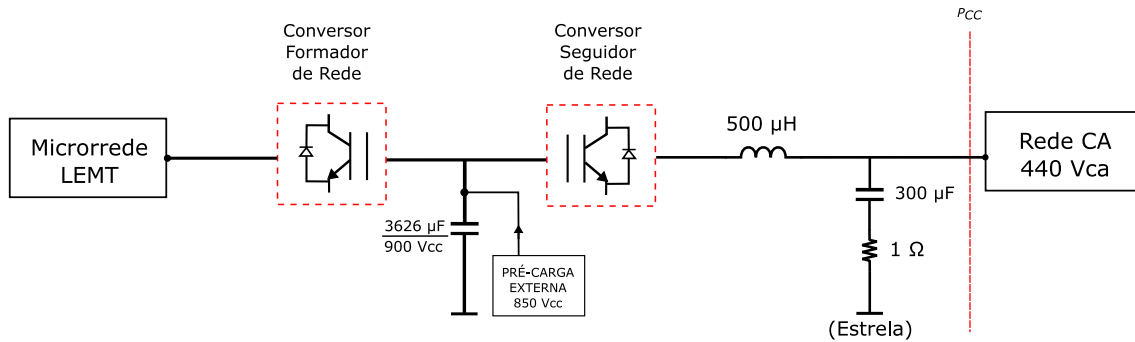


Figura 3.2: Diagrama unifilar do PFI.

No esquema da Figura 3.1, a corrente i_{perda} representa a perda de potência do sistema devido ao mecanismo de chaveamento [20]. Já a resistência r_{on} , do lado CA, representa as perdas ôhmicas nos indutores e nos condutores elétricos. Nesse esquema, a rede elétrica é modelada como uma fonte de tensão trifásica ideal e, portanto, assume-se que a tensão é balanceada, senoidal e de frequência constante. No entanto, é importante destacar que podem ocorrer distúrbios em qualquer rede devido, por exemplo, à presença de cargas não lineares em regiões eletricamente próximas ao ponto de conexão.

O modelo ideal do conversor trifásico consiste, basicamente, no esquema de chaves semicondutoras ilustrado na Figura 2.1, sem considerar as perdas nos dispositivos. Já na região de contato elétrico entre o conversor e a rede externa, ocorre a troca de potência ativa e reativa entre os dois sistemas e a regulação desse fluxo é um dos objetivos do sistema de controle proposto neste trabalho. Essa região é comumente chamada de *PCC* (do inglês *point of common coupling*).

Para o projeto de uma malha de controle em qualquer sistema, é importante, primeiramente, a obtenção de uma expressão matemática que represente o comportamento da planta. Para tanto, é preciso definir uma relação entre o sinal de saída que deve ser controlado e o sinal de entrada através do qual o controlador atuará. Conforme apresentado na Seção 1.2, um dos objetivos do projeto atual é controlar a corrente de saída do conversor e, assim, é conveniente que seja encontrada uma relação entre essa variável e as variáveis de controle m_a , m_b e m_c , pois por meio delas é possível controlar o esquema de chaveamento e, conseqüentemente, o comportamento da saída do conversor.

Ao aplicar a Lei das Tensões de Kirchhoff (LTK) no circuito de saída do conversor esquematizado na Figura 3.1, são obtidas as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
L \frac{di_a}{dt} &= -r_{on}i_a + v_{ta} - v_{sa}, \\
L \frac{di_b}{dt} &= -r_{on}i_b + v_{tb} - v_{sb}, \\
L \frac{di_c}{dt} &= -r_{on}i_c + v_{tc} - v_{sc}.
\end{aligned} \tag{3.1}$$

Por meio da Transformada de Laplace, essas equações (construídas no domínio do tempo), podem ser representadas no domínio da frequência. Com esse procedimento e algumas manipulações matemáticas, é possível definir a corrente elétrica em função dos demais parâmetros do sistema. A equação a seguir mostra o resultado da expressão para a fase “a”.

$$I_a = \frac{V_{ta}(s) - V_{sa}(s)}{Ls + r_{on}}. \tag{3.2}$$

O mesmo raciocínio se aplica para as demais fases.

Substituindo a variável $V_{ta}(s)$ pela tensão de saída da expressão (2.6) convertida para o domínio da frequência, a corrente I_a passa a ser escrita como:

$$I_a = \frac{1}{Ls + r_{on}} \left(M_a(s) \frac{V_{cc}}{2} - V_{sa}(s) \right). \tag{3.3}$$

A parcela $M_a(s)$ representa a transformada de Laplace da variável m_a da equação (2.6).

A maneira como a equação (3.3) é apresentada sugere que a planta pode ser modelada por uma função de transferência de primeira ordem, com m_a e i_a sendo os sinais de entrada e de saída, respectivamente. Dessa forma, a tensão V_{sa} é tratada como uma perturbação externa ao sistema. A Figura 3.3 ilustra o diagrama de blocos construído a partir dessa análise e o mesmo esquema pode ser aplicado para as demais fases da rede trifásica.

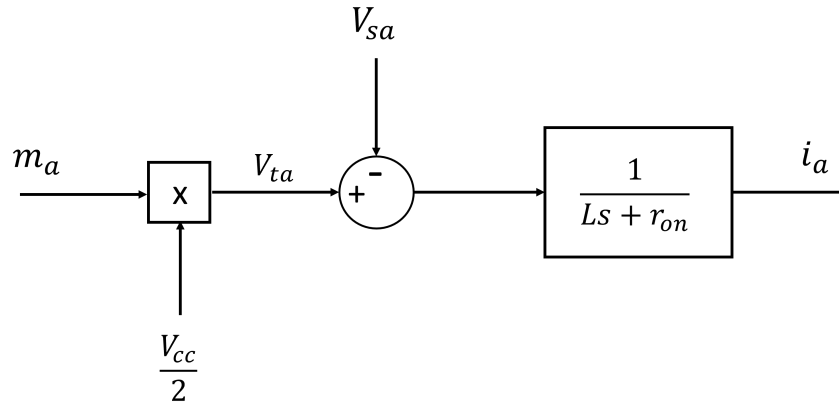


Figura 3.3: Diagrama de blocos do sistema a ser controlado para a fase “a”. O diagrama é idêntico para as fases “b” e “c”, mudando apenas as grandezas elétricas de cada fase.

O valor da indutância L do filtro é fornecido pelo diagrama da Figura 3.2. Assim, $L = 500 \mu\text{H}$. Já o valor das perdas ôhmicas nos indutores e condutores elétricos, representadas pela resistência r_{on} , foi estimado como sendo $r_{on} = 0.01 \cdot \omega_0 \cdot L$. O termo ω_0 é a frequência angular da componente fundamental da tensão CA de operação do conversor seguidor de rede e pode ser calculado como $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \cdot 60$.

3.2 Projeto da Malha de Controle de Corrente

A malha de controle de corrente consiste no mecanismo pelo qual o sistema realiza o rastreamento de um valor de referência de corrente na saída do conversor, o qual é calculado a partir das potências ativa e reativa desejadas no PCC e da medição da tensão na rede CA externa. A Figura 3.4 mostra um diagrama esquemático dessa malha de controle.

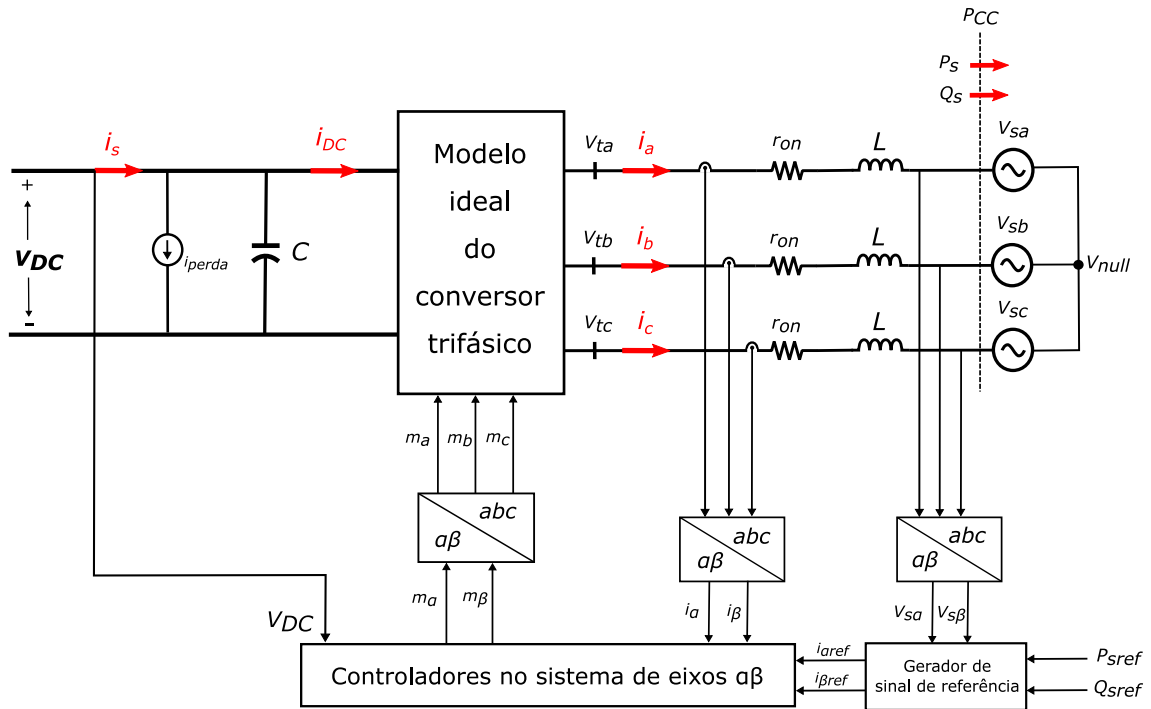


Figura 3.4: Diagrama esquemático do sistema de controle de corrente do conversor SR.

Conforme ilustrado na Figura 3.4, o projeto e a atuação do controlador ocorrem no sistema de eixos coordenados $\alpha\beta$. Essa estratégia é interessante porque permite que um sistema trifásico seja controlado por dois subsistemas equivalentes. Além disso, esse sistema de eixos viabiliza a aplicação dos conceitos e técnicas da Teoria da Potência Instantânea discutida na Seção 2.3 [20]. Portanto, foram realizadas as medições de corrente na saída do conversor e da tensão na rede da concessionária, e, em seguida, foi aplicada a Transformada de Clarke para fazer a conversão do sistema de eixos.

As equações (3.1) descrevem o comportamento dinâmico da saída do lado CA do VSC. No sistema $\alpha\beta$, pode-se mostrar que essas equações dão origem às seguintes expressões após a aplicação da Transformada de Clarke:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_\alpha}{dt} &= -r_{on}i_\alpha + v_{t\alpha} - v_{s\alpha}, \\
 L \frac{di_\beta}{dt} &= -r_{on}i_\beta + v_{t\beta} - v_{s\beta}.
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Neste processo, as correntes i_a , i_b e i_c do lado CA do conversor SR são convertidas

nas correntes i_α e i_β . Já as tensões v_{ta} , v_{tb} e v_{tc} são convertidas nas tensões $v_{t\alpha}$ e $v_{t\beta}$. Por fim, as tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} no *PCC* dão origem às tensões $v_{s\alpha}$ e $v_{s\beta}$. Portanto o mesmo modelo matemático esquematizado na Figura 3.3 pode ser utilizado neste sistema de eixos, sendo necessário apenas converter as grandezas a partir da Transformada de Clarke.

Com o modelo da planta, podem ser construídos os diagramas de blocos que representam o sistema realimentado de controle de corrente. São desenvolvidas duas malhas de controle, uma para as variáveis no eixo α e outra para as variáveis no eixo β . Cada malha possui seu próprio controlador e atua de forma independente da outra. As Figuras 3.5 e 3.6 mostram esses diagramas em α e β , respectivamente.

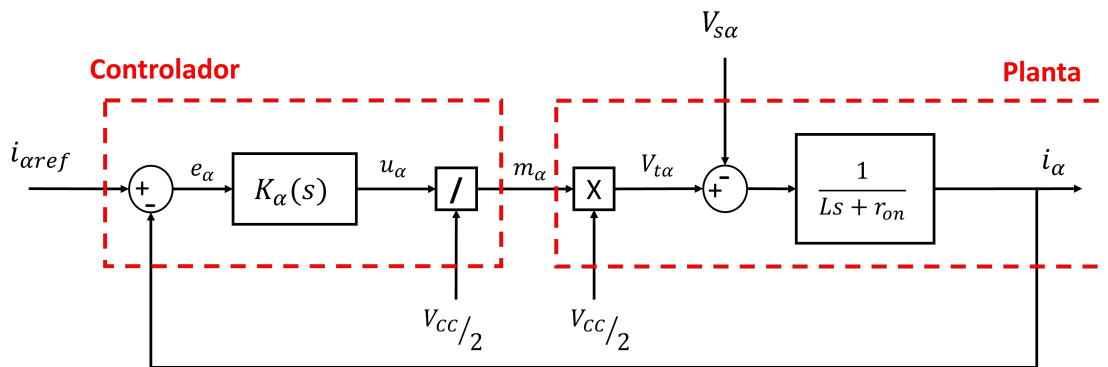


Figura 3.5: Diagrama de blocos do sistema realimentado com as variáveis no eixo α .

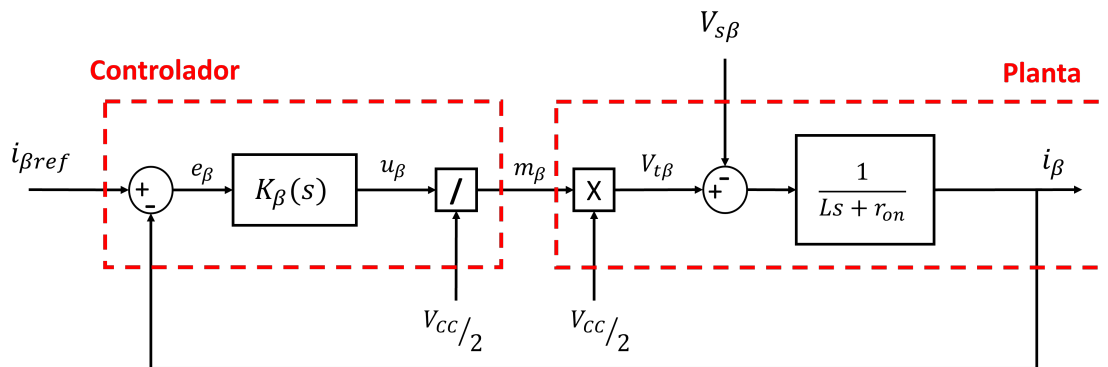


Figura 3.6: Diagrama de blocos do sistema realimentado com as variáveis no eixo β .

A variável u_α de saída do controlador na Figura 3.5 consiste em um sinal de controle que atua sobre a planta no intuito de reduzir ou eliminar o erro entre o sinal de referência $i_{\alpha ref}$ e a corrente i_α de saída do sistema. Conforme discutido na Seção 3.1, o modelo matemático utilizado para a planta estabelece a diferença

entre a tensão de saída do conversor e a tensão no *PCC* como o sinal de entrada da planta. Visto que a tensão $v_{s\alpha}$ pode ser tratada como uma perturbação nesse diagrama, pode-se concluir que a corrente i_α depende basicamente do controle da tensão $v_{t\alpha}$ nos terminais CA do conversor SR. Como essa variável é controlada por meio do índice de modulação segundo a equação (2.5), o sinal de controle u_α , que na prática corresponde a $v_{t\alpha}$, foi dividido por $v_{cc}/2$ na Figura 3.5 para a obtenção de m_α . Essa grandeza consiste no sinal m_a da Figura 3.3 transformado para o eixo α e atua nos terminais de entrada no conversor SR para o controle de $v_{t\alpha}$. A mesma ideia vale para a malha de controle da Figura 3.6.

O valor de referência de corrente a ser rastreado pela malha de controle é obtido a partir das referências desejadas de potência ativa e reativa no *PCC*, o que facilita a operação do controle de corrente já que essas referências são valores constantes. A associação matemática entre essas variáveis pode ser obtida pela definição de potência da Teoria p-q expressa na equação (2.16).

$$p(t) = \frac{3}{2} [v_{s\alpha}(t)i_\alpha(t) + v_{s\beta}(t)i_\beta(t)], \quad (3.5)$$

$$q(t) = \frac{3}{2} [-v_{s\alpha}(t)i_\beta(t) + v_{s\beta}(t)i_\alpha(t)]. \quad (3.6)$$

As variáveis $v_{s\alpha}$ e $v_{s\beta}$ são características da rede elétrica CA a qual o VSC está conectado e, portanto, não podem ser controladas. Sendo assim, ao definir referências para p e q , o sistema composto pelas equações (3.5) e (3.6) permite calcular os valores para as referências de corrente. A solução desse sistema é formada pelas seguintes equações:

$$i_{\alpha ref} = \frac{2}{3} \frac{v_{s\alpha}}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} p_{sref} + \frac{2}{3} \frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} q_{sref}, \quad (3.7)$$

$$i_{\beta ref} = \frac{2}{3} \frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} p_{sref} - \frac{2}{3} \frac{v_{s\alpha}}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} q_{sref}. \quad (3.8)$$

As variáveis p_{sref} e q_{sref} das equações (3.7) e (3.8) são as referências de potência real e imaginária no *PCC* respectivamente. Portanto, é possível escolher de maneira independente uma referência para p e outra para q e, assim, calcular um par $(i_{\alpha ref}, i_{\beta ref})$ para a malha de controle de corrente.

3.2.1 Escolha e Dimensionamento do Controlador

A escolha do modelo do controlador depende das características do sistema a ser controlado. Segundo o Princípio do Modelo Interno apresentado na Seção 2.6, é importante que as características dinâmicas do controlador sejam compatíveis com o sinal que se deseja rastrear, que, nesse caso, é a corrente de saída do conversor. Visto que esse sinal consiste em uma forma de onda senoidal, foi escolhido o controlador Proporcional-Ressonante (PR) para integrar a malha de controle de corrente. Seu modelo matemático pode ser representado pela seguinte função de transferência:

$$C(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (3.9)$$

sendo K_p e K_r os ganhos proporcional e ressonante do controlador, respectivamente.

O ajuste dos parâmetros do controlador PR, em geral, envolve certa complexidade, pois a realimentação do sistema resulta em um modelo equivalente de terceira ordem devido à parcela ressonante. No entanto, existe na literatura uma metodologia de projeto que consiste na aproximação do modelo de um controlador PR para o modelo de um controlador PI [19]. Dessa forma, é possível realizar o projeto de um controlador PI e aproximar o resultado para dimensionar os parâmetros do controlador PR.

$$K_{p,PR} + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0^2} \approx K_{p,PI} + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (3.10)$$

Portanto:

$$K_{p,PR} = K_{p,PI}, \quad (3.11)$$

$$K_r = 2K_i. \quad (3.12)$$

O modelo do controlador PI pode ser escrito como:

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(\frac{1 + sT_i}{sT_i} \right), \quad (3.13)$$

sendo $T_i = K_p/K_i$

Conforme discutido na Seção 3.1, a planta pode ser modelada por um sistema de primeira ordem, genericamente escrita como:

$$G_0(s) = \frac{K_0}{\tau_0 s + 1}. \quad (3.14)$$

No modelo do lado CA do VSC, as constantes K_0 e τ_0 dependem dos parâmetros do próprio equipamento. Com base na Figura 3.3:

$$K_0 = \frac{1}{r_{on}}, \quad (3.15)$$

$$\tau_0 = \frac{L}{r_{on}}. \quad (3.16)$$

A função de transferência que modela o sistema em malha fechada pode ser escrita como:

$$T(s) = \frac{\frac{K_0 K_p}{\tau_0 T_i} (T_i s + 1)}{s^2 + \left(\frac{1 + K_0 K_p}{\tau_0} \right) s + \frac{K_0 K_p}{\tau_0 T_i}}. \quad (3.17)$$

A expressão (3.17) consiste em um modelo de segunda ordem com um zero. A partir do ajuste dos parâmetros K_p e T_i , os polos de malha fechada do sistema podem ser alocados de acordo com os critérios estabelecidos por um projeto de desempenho de controle. Para simplificar o processo, é conveniente reparametrizar a equação característica (denominador da expressão (3.17)) como:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2, \quad (3.18)$$

sendo ζ o coeficiente de amortecimento relativo e ω_n , a frequência natural. Os dois polos resultantes da função de transferência de malha fechada são dados, portanto, pela seguinte equação:

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}. \quad (3.19)$$

Assim, em vez de selecionar os parâmetros K_p e T_i diretamente, os polos de malha fechada podem ser ajustados a partir da escolha de ζ e ω_n . Ao comparar as equações (3.17) e (3.18), as seguintes relações podem ser estabelecidas:

$$\omega_n^2 = \frac{K_0 K_p}{\tau_0 T_i}, \quad (3.20)$$

$$\zeta = \frac{1 + K_0 K_p}{2\omega_n \tau_0}. \quad (3.21)$$

Logo, os parâmetros do controlador PI podem ser calculados como:

$$T_i = \frac{2\zeta\omega_n\tau_0 - 1}{\omega_n^2\tau_0} = \frac{2\zeta}{\omega_n} - \frac{1}{\omega_n^2\tau_0}, \quad (3.22)$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n\tau_0 - 1}{K_0} = \frac{\omega_n^2\tau_0}{K_0} T_i. \quad (3.23)$$

A largura de banda de malha fechada do sistema modelado por $T(s)$ da equação (3.17) é dada por: [19]

$$\omega_{BW} = \mu \cdot \omega_n, \quad (3.24)$$

em que:

$$\mu = \sqrt{1 + 2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2}}. \quad (3.25)$$

Para assegurar uma boa performance do sistema controlado, é recomendado, primeiramente, definir o fator de amortecimento ζ . Normalmente, é estabelecido que $\zeta = 0,707$ ou maior [19]. No entanto, fatores de amortecimento pequenos (menores do que 0,4) podem resultar em excessivo sobressinal na resposta transitória [15]. Assim, é recomendado que seja escolhido $\zeta \geq 1$ a critério do projetista. Neste projeto, esse fator foi ajustado para $\zeta = 2$, gerando um *overshoot* de 4,62%. É importante pontuar que sistemas de segunda ordem sem a presença de zeros não apresentam oscilação em sua resposta transitória (não há *overshoot*) quando $\zeta \geq 1$. Logo, o *overshoot* observado é devido ao zero da função $T(s)$.

A escolha de ω_n pode ser feita com base no ajuste da largura de banda do sistema realimentado. Para que o controlador PI tenha parâmetros positivos, é necessário que $\omega_n > \frac{1}{2\zeta\tau_0}$, segundo a equação (3.22). Por outro lado, é preciso que a largura de banda da malha fechada seja suficientemente menor do que a frequência de chaveamento do conversor (5940 Hz), pois caso contrário, o sinal de saída da corrente poderá apresentar distorções devido a componentes harmônicas na frequência de chaveamento. Por isso, alguns autores sugerem que a largura de banda seja no máximo igual à metade da frequência de chaveamento [19]. Portanto:

$$\frac{1}{2\zeta\tau_0} < \omega_n \leq \frac{\pi}{\mu} f_s, \quad (3.26)$$

em que f_s é a frequência de chaveamento.

Para ajustar o valor de ω_n , é conveniente começar com o maior valor do intervalo

em (3.26), pois quanto maior a largura de banda, mais rápida é a resposta do sistema. Em seguida, seu valor deve ser reduzido até que a mitigação das distorções resultantes do processo de chaveamento. Dessa forma, foi escolhido $\omega_{BW} = 2000$ rad/s, o que gera um ω_n de 470,6809 rad/s a partir da equação (3.24).

Portanto, com os valores de ζ e ω_n , os parâmetros do controlador PI podem ser calculados a partir das equações (3.22) e (3.23). Em seguida, esses resultados são utilizados para estimar os valores dos parâmetros do controlador PR, conforme a equação (3.10). A Tabela 3.1 resume esses resultados.

Tabela 3.1: Parâmetros estimados dos controladores PI e PR de corrente CA.

Parâmetro	Valor
ζ	2
ω_n	470,68
$K_{p,PI}$	0,94
K_i	110,77
$K_{p,PR}$	0,94
K_r	221,54

3.2.2 Sistema de Compensação Harmônica

O compensador harmônico consiste em uma estrutura de controle adicional acoplada junto à malha de controle de corrente anteriormente projetada. Sua atuação se baseia tanto no Princípio do Modelo Interno já utilizado no controle principal quanto no Princípio da Superposição e nas próprias características do controlador PR. Com base no estudo da resposta em frequência desse controlador, é constatado que o seu poder de rastreamento é limitado apenas a sinais com a frequência para a qual ele foi projetado. Quanto maior a diferença entre a frequência do sinal controlado e a frequência de ajuste do controlador, menor é a sua capacidade de atuação.

A presença de cargas não lineares no PCC ocasiona a distorção da corrente CA que flui pelo VSC, conforme discutido no Capítulo 2. Essa corrente consiste na agregação da componente na frequência fundamental e de outras componentes harmônicas indesejadas. Assim, a lógica por trás do funcionamento do compensador harmônico consiste em identificar as componentes de maior peso na composição do sinal de corrente e projetar um controlador PR para cada uma delas. Ao fornecer uma referência de corrente puramente senoidal com frequência de 60 Hz para a malha de controle, os compensadores identificam um sinal de referência nulo em suas respectivas frequências de ajuste, reduzindo assim essas componentes no sistema.

Portanto, a metodologia para o projeto dos controladores que atuam na compensação harmônica de corrente é a mesma descrita na Seção 3.2.1 e cada compensador harmônico é modelado pela função de transferência de um controlador PR mostrada na equação (3.9). Nesse caso, a frequência ω_0 corresponde à frequência da componente harmônica a ser mitigada.

Dados coletados pelo LEMT a partir das medições de tensão no ponto de conexão com a rede externa mostram que as componentes de quinto e sétimo harmônico são as que causam maior impacto da distorção da corrente. Portanto, foram implementados dois blocos de compensação harmônica, um para cada uma dessas frequências. Esses blocos representam a função de transferência do controlador PR cujos parâmetros $K_{p,PR}$ e K_r são os mesmos da Tabela 3.1. Já o parâmetro ω_0 da equação (3.9) é igual a $2\pi \cdot 300$ para o quinto harmônico e $2\pi \cdot 420$ para o sétimo.

3.3 Modelo Matemático do Elo CC do VSC

O objetivo da malha de controle de tensão é garantir que a tensão no elo CC permaneça aproximadamente constante em regime permanente independente de perturbações externas. Nesta fase do projeto, o lado do conversor formador de rede é modelado por uma fonte de potência a qual, na prática, pode representar a microrrede do LEMT, com todas as suas unidades de geração e carga. A Figura 3.7 ilustra o esquema de controle de tensão projetado para o elo CC .

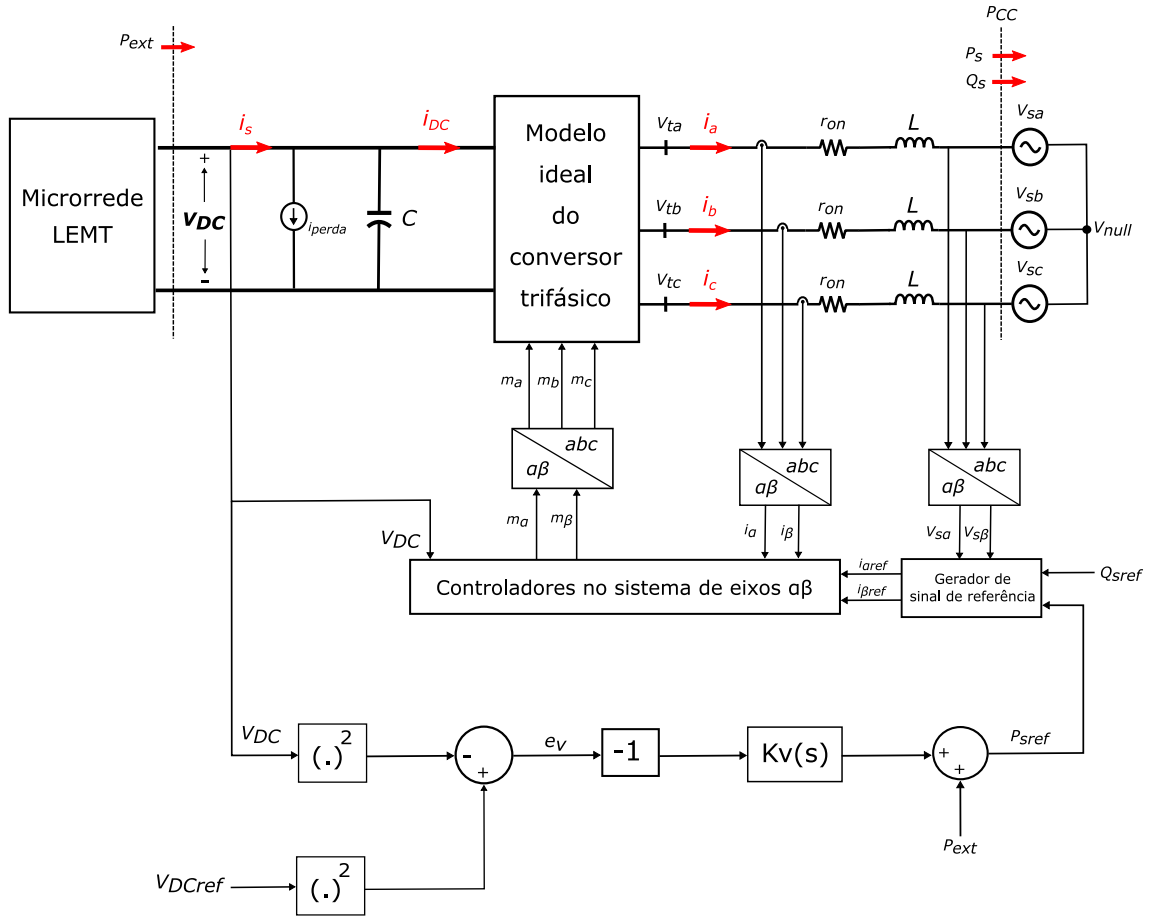


Figura 3.7: Diagrama esquemático das malhas de controle de corrente CA e tensão CC.

O primeiro passo para o projeto do controlador consiste no entendimento das características da planta. Assim, para criar um modelo que a represente, foi utilizada a equação do balanço de potência na região do elo CC da Figura 3.7 e, com isso, a seguinte relação matemática pôde ser estabelecida:

$$p_{ext} - p_{loss} - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C v_{DC}^2 \right) = p_{DC}, \quad (3.27)$$

em que $p_{loss} = v_{DC} i_{perda}$, $p_{DC} = v_{DC} i_{DC}$ e o termo com derivada corresponde à variação de energia no capacitor. Já a parcela p_{ext} consiste na potência fornecida ou consumida pela microrrede do LEMT.

Em geral, o termo p_{ext} é um sinal externo que não pode ser controlado pelo sistema do conversor. Portanto, a tensão no elo CC é regulada pelo sistema de controle a partir da potência p_{DC} , a qual se relaciona com a potência na saída do conversor no lado CA, na região do PCC. Assim, a ideia do controle da tensão CC se sustenta no controle de potência do lado CA, que é realizado pela malha de

controle de corrente conforme exposto na Seção 3.2

A partir de uma série de manipulações matemáticas nas variáveis da equação (3.27), pode-se provar que a função de transferência que modela o comportamento do elo CC é dada pela expressão (3.28) [20], em que P_s é o fluxo de potência ativa no PCC (p_s) no domínio da frequência. É importante pontuar que a variável de controle de tensão CC é elevada ao quadrado nesse caso.

$$G_v(s) = \frac{V_{DC}^2(s)}{P_s(s)} = - \left(\frac{2}{C} \right) \frac{\tau s + 1}{s}. \quad (3.28)$$

A constante τ é definida como:

$$\tau = \frac{2LP_{ext0}}{3\hat{V}_s^2}, \quad (3.29)$$

sendo P_{ext0} o fluxo de potência ativa em regime permanente e \hat{V}_s^2 , a amplitude da tensão da rede CA conectada ao sistema do conversor.

A equação (3.29) sugere que se P_{ext0} é pequeno, τ é insignificante e a planta se comporta predominantemente como um integrador. Conforme P_{ext} aumenta, o valor de τ também se eleva e provoca uma variação de fase da função $G_v(s)$ da planta. No modo de operação como inversor, em que P_{ext0} é positivo, τ é positivo e gera um avanço de fase em $G_v(s)$. Por outro lado, no modo de operação como retificador, quando P_{ext0} é negativo, o parâmetro τ também é negativo e reduz a fase de $G_v(s)$.

3.4 Projeto da Malha de Controle de Tensão

Conhecido o modelo da planta a ser controlada, é possível esquematizar a malha de controle de tensão por um diagrama de blocos conforme ilustrado na Figura 3.8. Nesse esquema, percebe-se que o compensador $K_v(s)$ é multiplicado por -1 a fim de compensar o sinal negativo da planta. Já o termo $G_p(s)$ consiste na representação de toda a estrutura de controle de corrente, responsável por rastrear o sinal de referência de potência ativa que se deseja fornecer ou absorver da rede elétrica convencional.

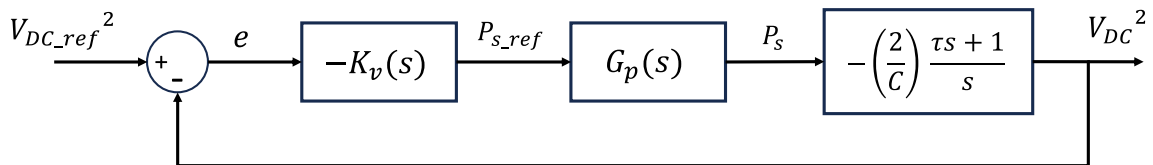


Figura 3.8: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.

A função de transferência de malha aberta escrita a partir do diagrama de blocos do controle da Figura 3.8 é dada por:

$$L(s) = -K_v(s)G_p(s)G_v(s). \quad (3.30)$$

3.4.1 Escolha e Dimensionamento do Controlador

O objetivo do controlador na equação (3.30) é ajustar o posicionamento dos polos de malha aberta de modo que o sistema realimentado apresente estabilidade e uma dinâmica com desempenho que atenda aos critérios estabelecidos. Para esse ajuste, o controlador é escolhido com a seguinte forma a partir do Princípio do Modelo Interno:

$$K_v(s) = \left(\frac{C}{2}\right) \frac{H(s)}{s}, \quad (3.31)$$

sendo $H(s)$ uma função de transferência apropriada e que não apresenta zero na origem.

Substituindo a equação (3.31) na equação (3.30), é obtida a seguinte relação matemática para o sistema em malha aberta:

$$L(s) = G_p(s)H(s) \frac{\tau s + 1}{s^2}. \quad (3.32)$$

Dessa forma, o ajuste do controlador passa a ser feito pela correta escolha de $H(s)$. Percebe-se, ainda, que a malha de controle de corrente tem influência direta na performance na malha de controle de tensão, afetando, por exemplo, a sua margem de fase. A fim de desacoplar ambas as malhas de controle de modo que os controles de tensão e corrente possam ser projetados de forma independente, é escolhida uma frequência de cruzamento de ganho (ω_c) para $L(s)$ suficientemente menor do que a largura de banda de $G_p(s)$. Com isso, pode-se desprezar a dinâmica da malha interna de corrente CA, ou seja, $G_p(j\omega_c) \approx 1 + j0$. Apesar dessa escolha ocasionar menor velocidade de resposta do controle de tensão, isso não representa um problema principalmente em sistemas VSC de alta potência, já que, nesses casos o capacitor presente no elo CC geralmente possui valor de capacitância mais elevado, de modo que não seja possível variar a tensão no elo rapidamente. Portanto, pode-se dizer que:

$$L(j\omega_c) \approx H(j\omega_c) \frac{j\tau\omega_c + 1}{-\omega_c^2}. \quad (3.33)$$

Como na frequência ω_c o módulo da função de transferência é igual a 1, o termo $H(j\omega_c)$ precisa ser escolhido de modo que $|L(j\omega_c)| = 1$. Além disso, a fase da função de transferência de malha aberta nessa frequência deve ser maior que 180° , conforme a escolha desejada para a margem de fase.

A largura de banda ω_b da função $G_p(s)$, verificada por meio do software Matlab[®] para a malha fechada de controle de corrente projetada na Seção 3.2, corresponde a 2119 rad/s. Sendo assim, foi escolhida uma frequência de cruzamento de ganho ω_c de 120 rad/s (aproximadamente 6% de ω_b) para a malha de tensão, valor que se mostrou razoável nos testes realizados.

Em relação à constante de tempo τ , seu valor pode variar e depender do fluxo de potência no conversor, abrangendo um intervalo entre um mínimo negativo e um máximo positivo. Quanto menor essa constante, menor a margem de fase do sistema. Portanto, para garantir uma margem de fase mínima, foi utilizado o pior caso para o projeto dos parâmetros do controlador. Considerou-se um fluxo de potência de operação igual a -80 kW (nessa situação, a microrrede do LEMT absorve essa quantidade de energia da fonte CA da concessionária). Assim, a partir da equação (3.29), é encontrado o valor de $-206,61 \mu s$ para a constante de tempo, caso que provoca a menor margem de fase.

Na frequência de cruzamento ω_c , a função de transferência de malha aberta tem módulo unitário. Com isso, o valor de $H(j\omega_c)$ na expressão (3.33) deve fazer com que $|L(j\omega_c)| = 1$. Dessa forma, sabe-se que:

$$|L(j\omega_c)| = |H(j\omega_c)| \frac{\sqrt{(j\tau\omega_c)^2 + 1^2}}{\omega_c^2} = 1. \quad (3.34)$$

Como $(\tau\omega_c)^2 \ll 1$, é possível, em um primeiro momento, escolher $H(j\omega)$ como sendo uma constante igual a ω_c^2 , o que satisfaz a equação (3.34). Por outro lado, ao verificar o diagrama de bode da função $L(s)$ da equação (3.32) com esse valor para $H(s)$ e ignorando a influência de G_p , observa-se que a margem de fase é igual a $-1,42^\circ$, o que indica que o sistema é instável. Esse diagrama é mostrado na Figura 3.9. Portanto, é necessário que a função $H(s)$ do controlador seja ajustada para que o sistema opere de maneira estável.

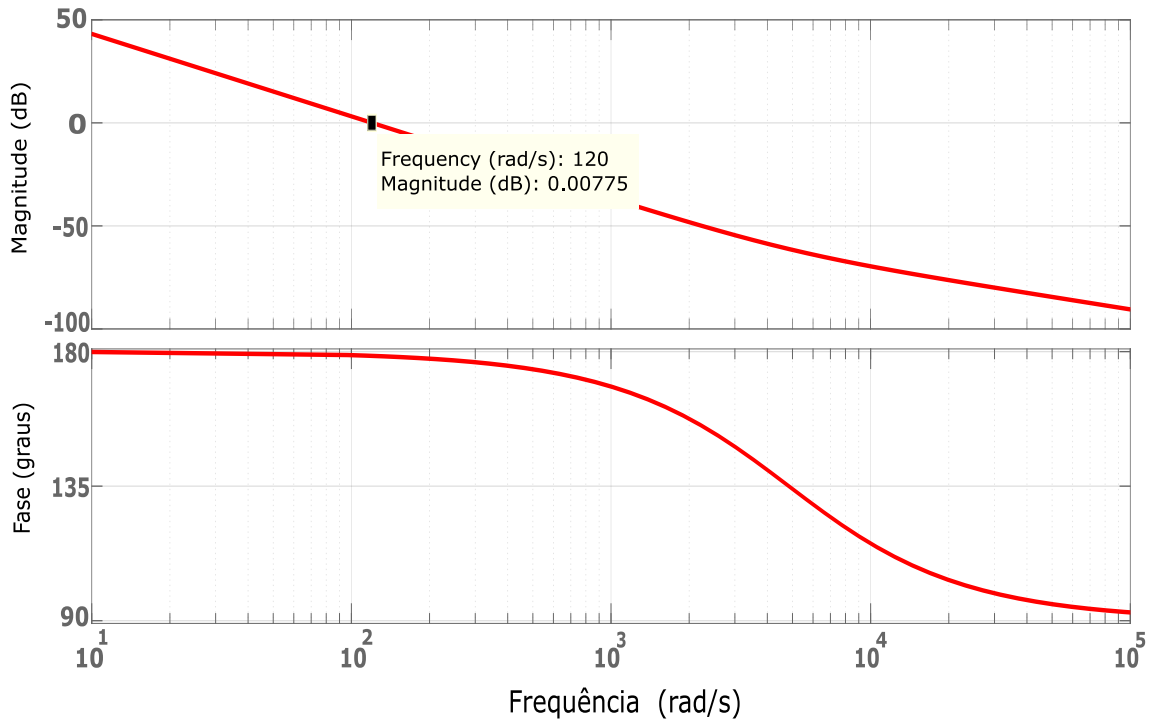


Figura 3.9: Diagrama de bode da função de transferência $L(s)$ com $H(s) = \omega_c^2$.

Uma maneira de incrementar a fase do sistema em malha aberta na frequência de cruzamento e levá-lo à estabilidade é por meio do uso de um filtro de avanço de fase (*lead filter*). Seu modelo matemático é mostrado na equação a seguir:

$$H(s) = h \frac{s + (p_1/\alpha)}{s + p_1}, \quad (3.35)$$

em que α e p_1 são parâmetros do filtro a serem ajustados. O termo h consiste em uma constante a ser dimensionada de modo a satisfazer a relação $|H(j\omega_c)| = \omega_c^2$

O valor do incremento máximo de fase que o *lead filter* é capaz de gerar é dado pela expressão:

$$\delta_m = \sin^{-1} \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right), \quad (3.36)$$

sendo δ_m o valor do incremento do ângulo de fase.

Assim, foi escolhido, neste projeto, um avanço de 60° , levando o sistema à estabilidade com uma margem de fase de $58,6^\circ$. Como este consiste no pior caso, o ajuste também satisfará a operação do sistema para os demais valores de τ . Assim, a equação (3.36) permite o ajuste do parâmetro α do controlador.

O máximo incremento de fase δ_m calculado ocorre em uma frequência ω_m dada

por:

$$\omega_m = \frac{p_1}{\sqrt{\alpha}}. \quad (3.37)$$

Como o intuito é elevar a margem de fase do sistema em malha aberta, a frequência ω_m deve ser igual à frequência de cruzamento. Com essa informação, a equação (3.37) permite obter o valor do parâmetro p_1 .

Além de assegurar a margem de fase do sistema, é importante que o módulo de $H(s)$ seja tal que $|L(j\omega_c)| = 1$, conforme mostrado na equação (3.34). Portanto:

$$h \left| \frac{j\omega_c + (p_1/\alpha)}{j\omega_c + p_1} \right| = \omega_c^2. \quad (3.38)$$

Com a equação (3.38), é possível calcular o valor da constante h e definir por completo a forma do modelo matemático que representa o controlador $K_v(s)$. A Tabela 3.2 resume os valores calculados para os parâmetros do controlador de avanço de fase.

Tabela 3.2: Parâmetros do controlador de avanço de fase.

Parâmetro	Valor
α	13,93
p_1	447,85 rad/s
h	53742 s^{-2}

Capítulo 4

Simulação

A verificação da operação e do desempenho do sistema do conversor seguidor de rede foi realizada por meio de uma simulação desenvolvida no software PSCAD/EMTDC™. Este programa permite a análise gráfica e numérica do funcionamento do VSC, tanto em regime transitório quanto em regime permanente. Sendo assim, foram simulados três cenários diferentes:

- Conversor operando sem o sistema de controle projetado a fim de que sejam observadas, na simulação, as características básicas de seu funcionamento;
- Conversor operando com a malha de controle de corrente. Nesse cenário, foi utilizada uma fonte ideal de tensão CC para simular o elo CC controlado;
- Conversor operando com os sistemas de controle de corrente e de tensão CC.

Além disso, foi projetada, no próprio ambiente de simulação, uma estrutura de blocos capaz de atuar como um compensador harmônico para mitigar as correntes CA de frequências superiores do lado da rede elétrica convencional e que surgem principalmente em função da presença de cargas não lineares conectadas eletricamente próximas ao conversor.

4.1 VSC sem controlador

O estudo e simulação do conversor em um cenário idealizado, apesar de não ser implementável na prática, é importante à medida que contribui para o entendimento das características de funcionamento deste dispositivo. A Figura 4.1 mostra o modelo do conversor construído no PSCAD/EMTDC™.

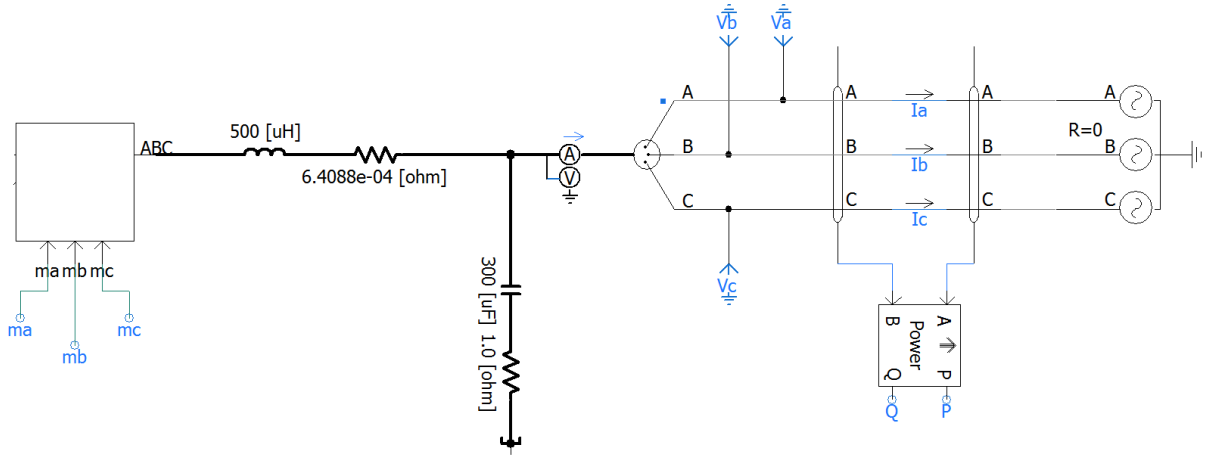


Figura 4.1: Diagrama do conversor seguidor de rede construído no PSCAD/EMTDC™.

O bloco da entrada do sistema do conversor na Figura 4.1 reúne a estrutura de chaveamento responsável por controlar o sinal de saída do dispositivo. É por meio dos índices de modulação m_a , m_b e m_c que os sinais de controle são enviados ao conversor e o fluxo de potência pode ser controlado. Todos os componentes passivos desse sistema, como os resistores, capacitores e indutores que compõem os filtros de saída do conversor, já haviam sido previamente implantados no PFI e não foram projetados neste trabalho.

Para obter uma saída senoidal trifásica no VSC, cada um dos índices de modulação precisa ser um sinal senoidal e todos devem estar defasados entre si de 120° . Como teste, a amplitude utilizada para cada um deles foi de 0,9 e a frequência, 60 Hz. Assim:

$$\begin{aligned}
 m_a &= 0,9 \sin(377t), \\
 m_b &= 0,9 \sin(377t - 2\pi/3), \\
 m_c &= 0,9 \sin(377t + 2\pi/3).
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

A fonte de tensão ideal que modela a rede elétrica trifásica da concessionária a qual o PFI será conectada possui valor rms de 440 V. Já o elo CC foi modelado por uma fonte de tensão CC ideal de 900 V (valor nominal do PFI) inicializada por meio de uma rampa para evitar surtos de corrente no sistema. Dessa forma, a tensão no elo CC foi elevada gradativamente até o valor nominal. Para uma análise inicial, foram produzidos os gráficos de tensão e corrente na região do PCC. As Figuras 4.2 e 4.3 mostram os resultados.

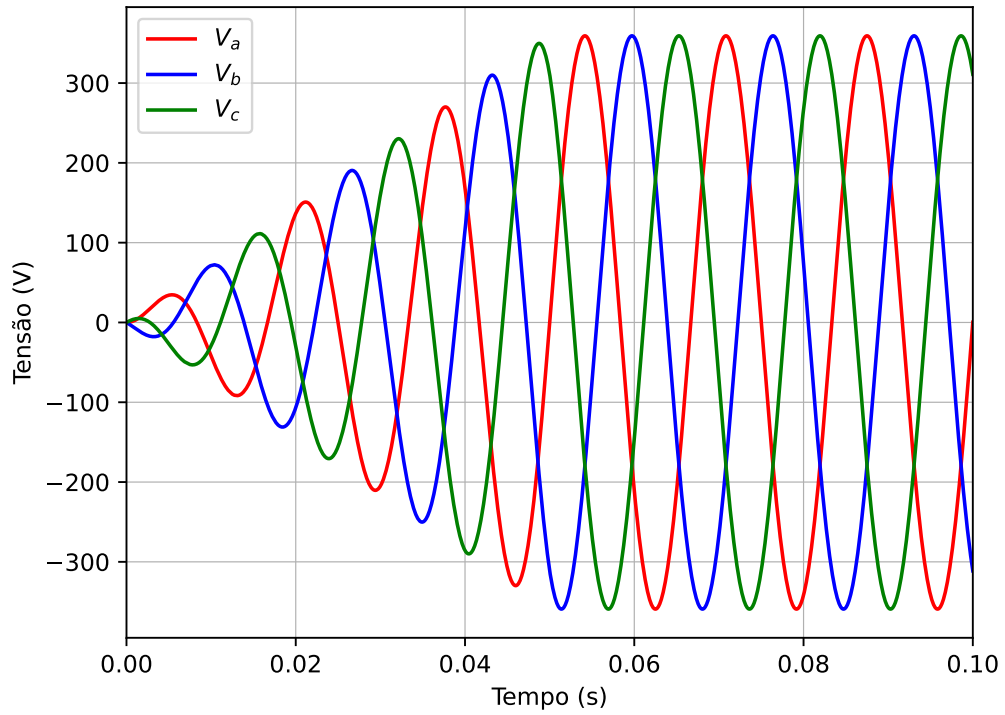


Figura 4.2: Tensão CA no PCC sem a presença do sistema de controle do VSC.

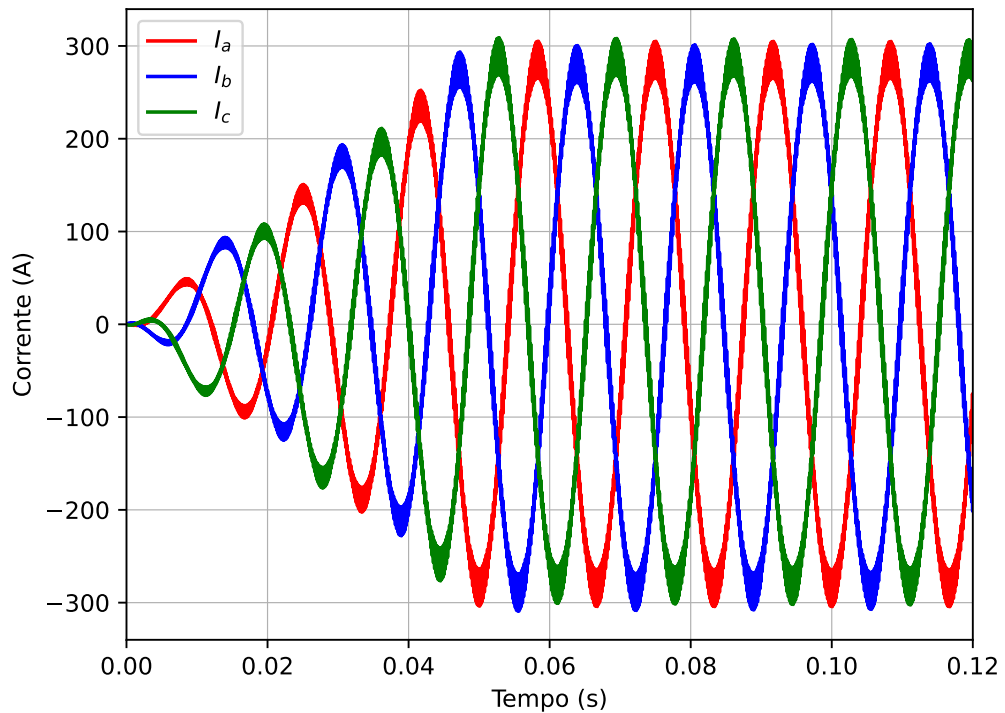


Figura 4.3: Corrente CA no PCC sem a presença do sistema de controle do VSC.

Os gráficos das Figuras 4.2 e 4.3 ilustram a característica básica de um VSC operando no modo inversor, ou seja, a conversão de grandezas elétricas contínuas

em seus terminais de entrada para grandezas alternadas. Nesse teste, observa-se que tanto a tensão quanto a corrente de saída do conversor apresentam comportamento senoidal e estável. No entanto, esse cenário ocorre como fruto de um elo CC controlado ideal (simulado pela fonte de tensão CC), o que não representa a realidade. Além disso, por não haver mecanismos de controle por retroalimentação no sistema, ele é incapaz de mitigar os efeitos de possíveis perturbações externas, as quais poderiam levá-lo à instabilidade.

A Figura 4.4 mostra o gráfico das potências ativa e reativa medidas no PCC nessa mesma simulação. Conforme é possível observar, existe uma significativa injeção de potência reativa na rede CA convencional por parte do conversor, o que pode gerar correntes elevadas nos condutores sem, contudo, contribuir para a transferência de energia de um sistema para o outro. Por isso, é necessário que o sistema de controle projetado também seja capaz de garantir um fator de potência próximo de 1 na região do PCC.

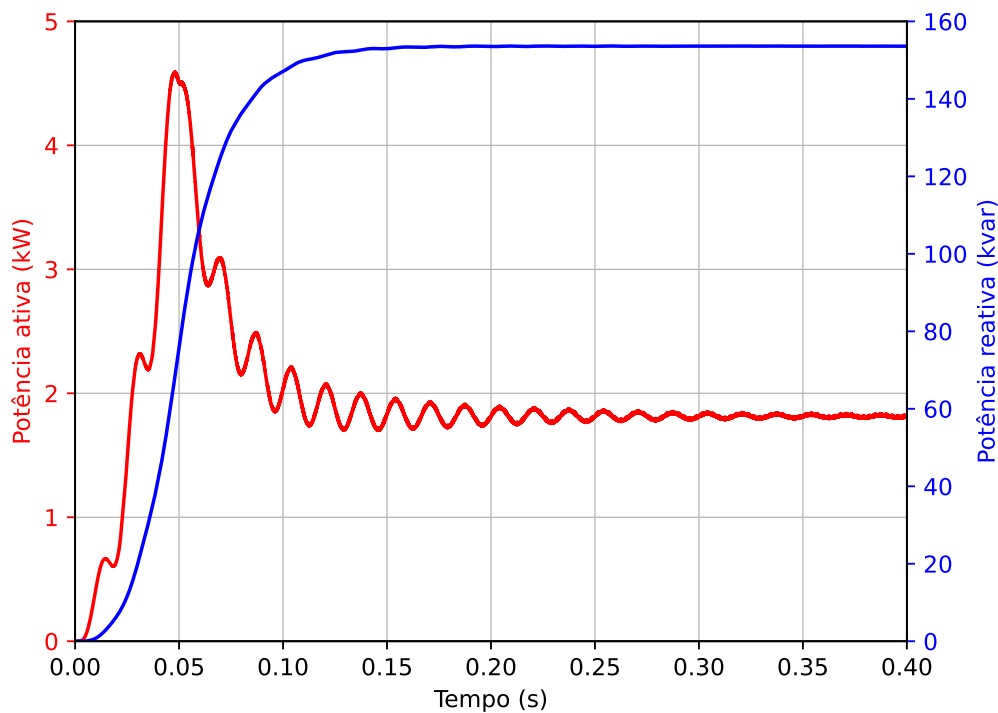


Figura 4.4: Potências ativa e reativa no PCC sem a atuação dos mecanismos de controle.

4.2 VSC com Controle de Corrente

Após a simulação do cenário sem a atuação dos controladores, foi verificado o comportamento do VSC com a implementação da malha de controle de corrente. Para tanto, os diagramas mostrados nas Figuras 3.5 e 3.6 foram projetados no

ambiente de simulação. A Figura 4.5 mostra o caso da malha de controle para o eixo α , criada com base nos parâmetros calculados e expostos na Tabela 3.1. É importante pontuar ainda que o elo CC permanece representado por uma fonte de tensão CC ideal, pois o intuito, com este teste, é apenas verificar o desempenho do controle de corrente na saída do conversor.

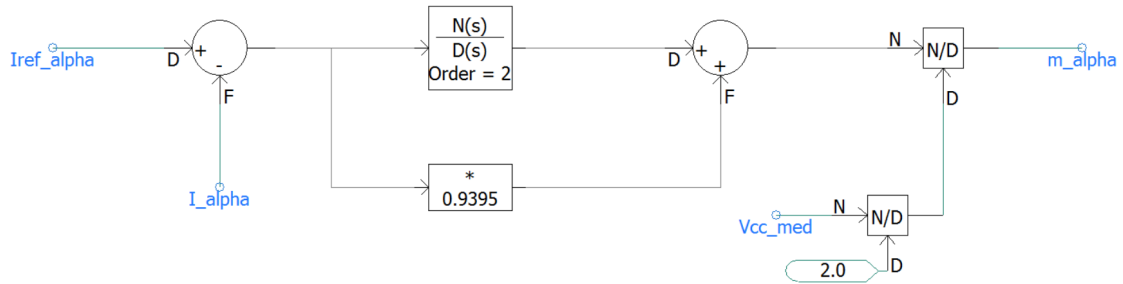


Figura 4.5: Malha de controle de corrente CA construída no software PSCAD/EMTDC™.

Os valores de referência utilizados para as potência ativa e reativa foram 150 kW e 0 kvar, respectivamente. A referência da potência ativa consiste no valor nominal de fluxo para o PFI, enquanto o da potência reativa foi escolhido no intuito de se obter um fator de potência unitário no PCC. Com base nessas escolhas e nas equações (3.7) e (3.8), foram calculadas as correntes CA de referência do sistema. É importante pontuar ainda que os sinais de tensão da rede CA necessários à obtenção das referências de corrente foram gerados na própria simulação a partir de um circuito PLL já presente entre os recursos disponíveis do software.

Assim, as Figuras 4.6 e 4.7 mostram os resultados obtidos com a atuação da malha de controle de corrente.

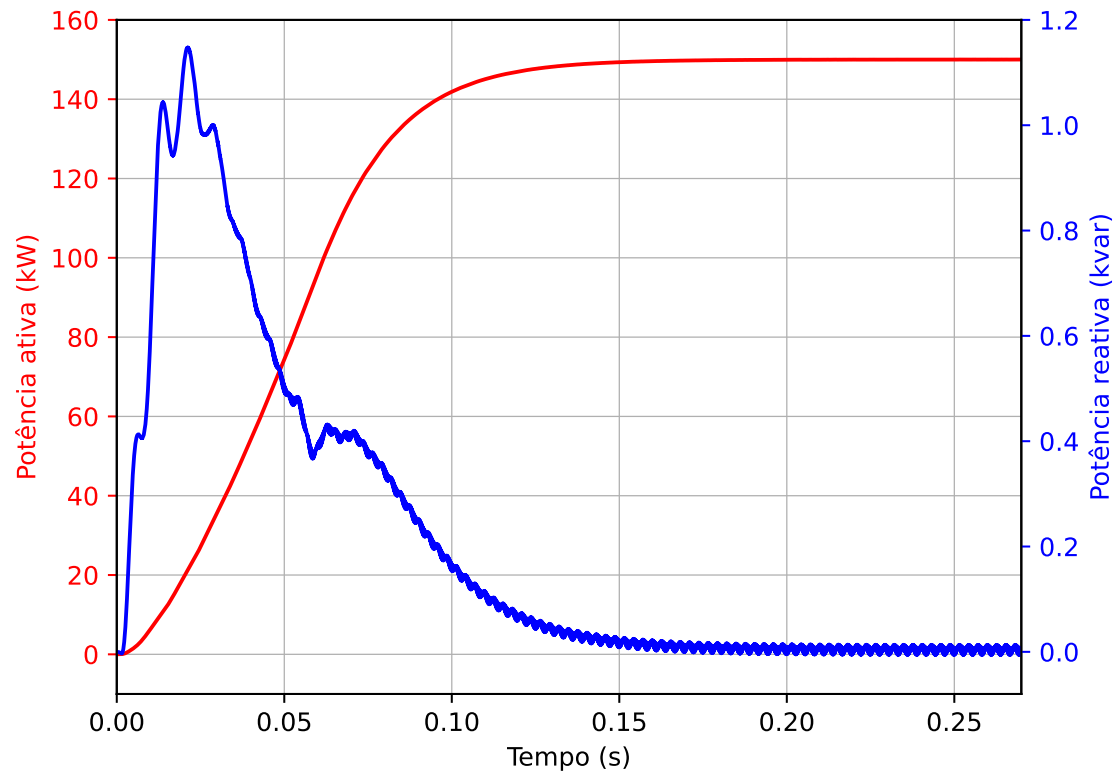


Figura 4.6: Potências trifásicas no PCC com a atuação da malha de controle de corrente.

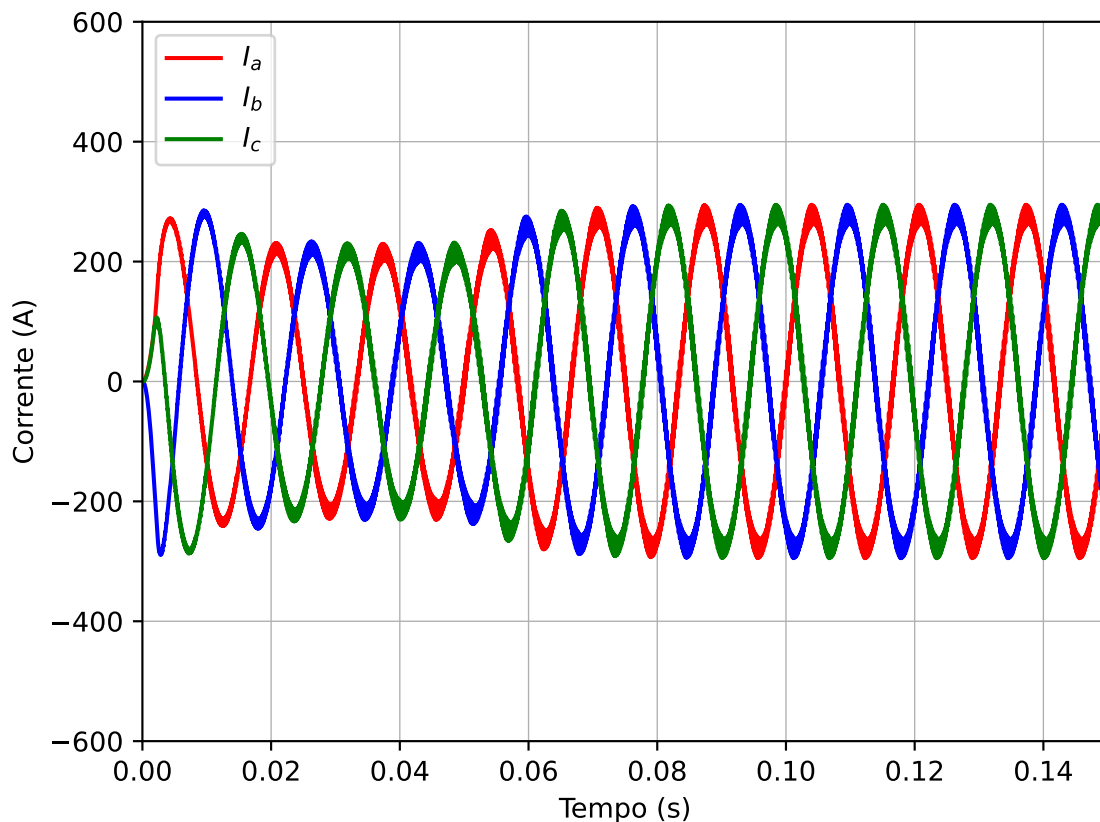


Figura 4.7: Correntes trifásicas no PCC com a atuação da malha de controle de corrente.

Os resultados obtidos mostram que além de um comportamento estável, os sinais de saída do conversor foram ajustados aos valores de referência desejados. A corrente CA de saída apresentou uma leve redução em regime permanente em comparação com o resultado exposto na Figura 4.3 e, apesar disso, o fluxo de potência ativa em direção à rede elétrica da concessionária aumentou consideravelmente até os valores nominais do sistema. Esse comportamento ocorreu porque o controlador foi capaz de conter o fluxo de potência reativa em valores próximos de zero, diferentemente do que ocorria com o teste sem a malha de controle.

4.3 VSC com Controle de Tensão e Corrente

Os testes preliminares do controlador PR e da malha de controle de corrente foram realizados em um conversor seguidor de rede cujo elo CC fora modelado por meio de uma fonte de tensão CC ideal a fim de garantir o funcionamento do controlador de modo isolado. Já no presente teste, foi simulado o sistema completo, englobando tanto o controle de corrente da saída do conversor quanto o controle

de tensão do elo CC projetado conforme exposto na Seção 3.3. Além disso, foram inseridas três fontes de tensão CA ideais em série, cada uma com uma frequência específica, no intuito de modelar a presença de cargas não lineares próximas à região do PCC e, com isso, gerar correntes harmônicas em frequências múltiplas da fundamental. A Figura 4.8 mostra o diagrama construído no software de simulação.

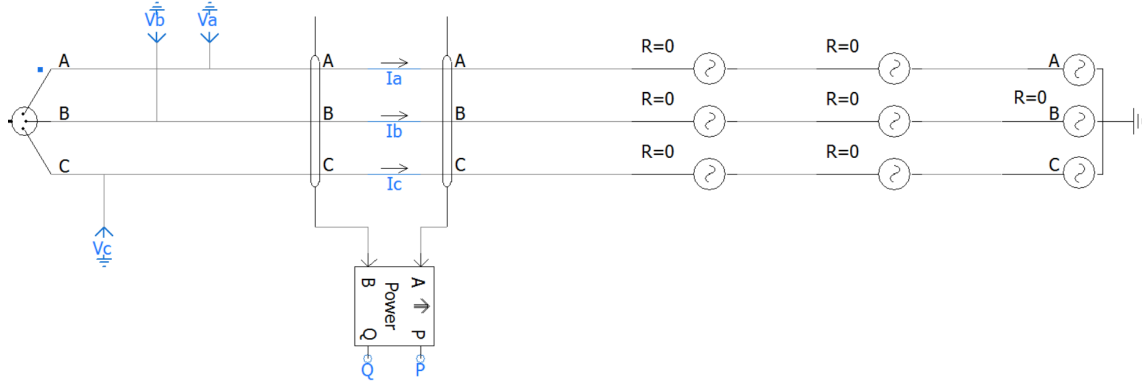


Figura 4.8: Modelagem para a geração de harmônicos na tensão do PCC.

As frequências escolhidas para as correntes na saída do conversor foram 60 Hz (componente fundamental), 300 Hz (quinto harmônico) e 420 Hz (sétimo harmônico). Essas componentes harmônicas foram escolhidas por serem as de maior peso na composição da corrente total nessa região. Vale ressaltar que a componente de terceiro harmônico não é gerada em razão do sistema ser trifásico a três fios [12]. A amplitude da tensão de linha utilizada para as fontes de tensão de quinto e sétimo harmônico foram de $1/5$ e $1/7$, respectivamente, do valor da fonte de tensão de 60 Hz, cuja amplitude de tensão de linha é de $440\sqrt{2}$. Essas frações de amplitude consistem no pior caso de distorção do sinal e são resultado de sua expansão em série de Fourier [22].

Em relação ao elo CC, foi construído um modelo para simular uma fonte de potência no lado do conversor formador de rede a ser conectado junto ao seguidor de rede deste trabalho. Como a tensão no elo precisa ser constante por atuação do controlador, foi utilizada uma fonte de corrente CC controlada para representar todo o sistema ligado ao lado CC do conversor. Pelo ajuste dessa corrente, foi possível regular o fluxo de potência fornecido à rede da concessionária ou absorvido dela.

Quando um sistema como esse, inicialmente descarregado, é colocado em funcionamento, é possível que surjam picos de corrente no elo CC durante um período transitório. Isso ocorre porque a tensão no elo não pode variar instantaneamente devido à presença do capacitor. Portanto, na prática, é importante garantir que a

tensão CC seja elevada gradualmente até valores próximos das condições de operação do sistema. Para tanto, foi construído um pequeno circuito de pré-carga responsável por elevar a tensão no elo gradativamente até 850 V, já que o valor nominal de operação é de 900 V. Dessa forma, o processo de carregamento inicial de todo o sistema pode ser feito de forma segura, sem danos aos componentes. Assim que a tensão do elo se estabelece em 850 V, o circuito de pré-carga é desligado e o controle de tensão começa a operar, juntamente com o controle de corrente.

A Figura 4.9 mostra o comportamento do sinal de tensão no elo CC do sistema com ambas as malhas de controle funcionando. Até o instante 2 s, os controladores se encontram desligados e o sistema desconectado da rede CA. A partir desse momento, a ligação com a rede CA é estabelecida, bem como o funcionamento das malhas de controle.

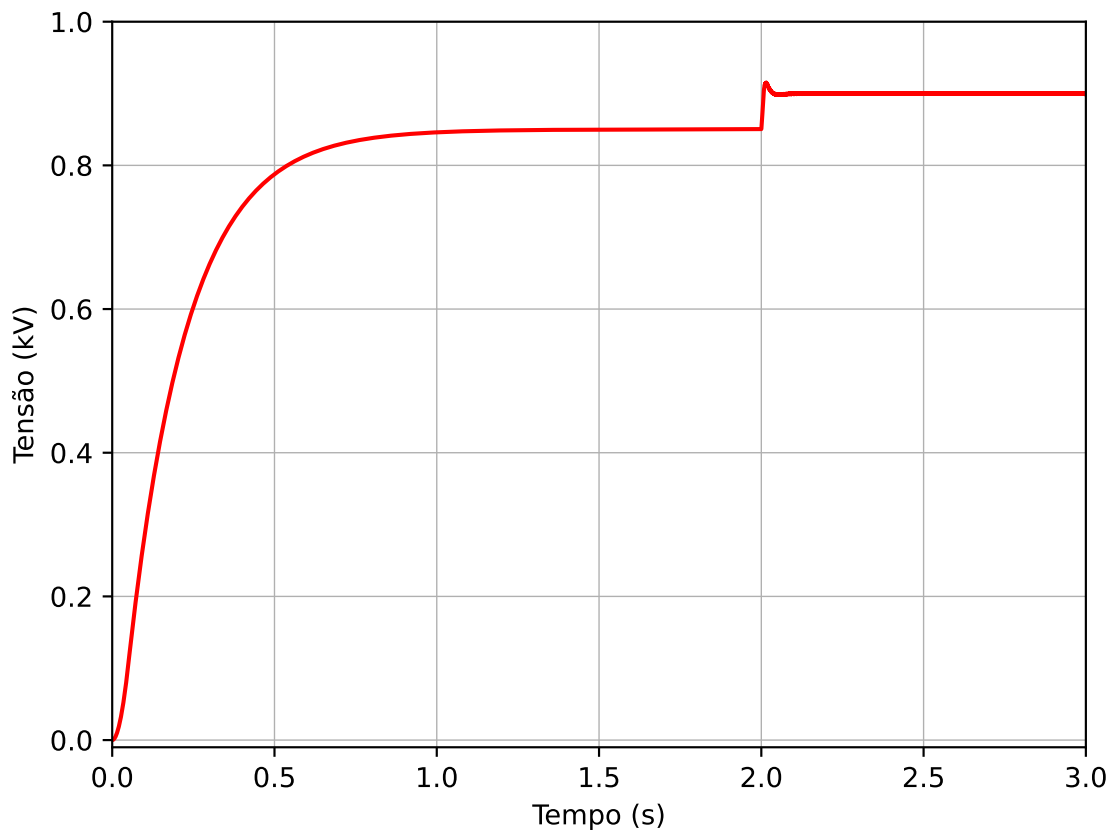


Figura 4.9: Tensão no elo CC com as malhas de controle de tensão e de corrente implementadas.

Entre os instantes 2 s e 3,5 s, o sistema opera com ambos os controladores em funcionamento. A fonte de corrente controlada do lado CC que simula o sistema da

microrrede do LEMT foi ajustada para gerar 0,175 kA para a rede CA da concessionária, o que produz 157 kW de potência no elo CC. A corrente gerada em regime permanente nessa fase de operação está mostrada na Figura 4.10. Já a Figura 4.11 ilustra as potências trifásicas medidas no PCC.

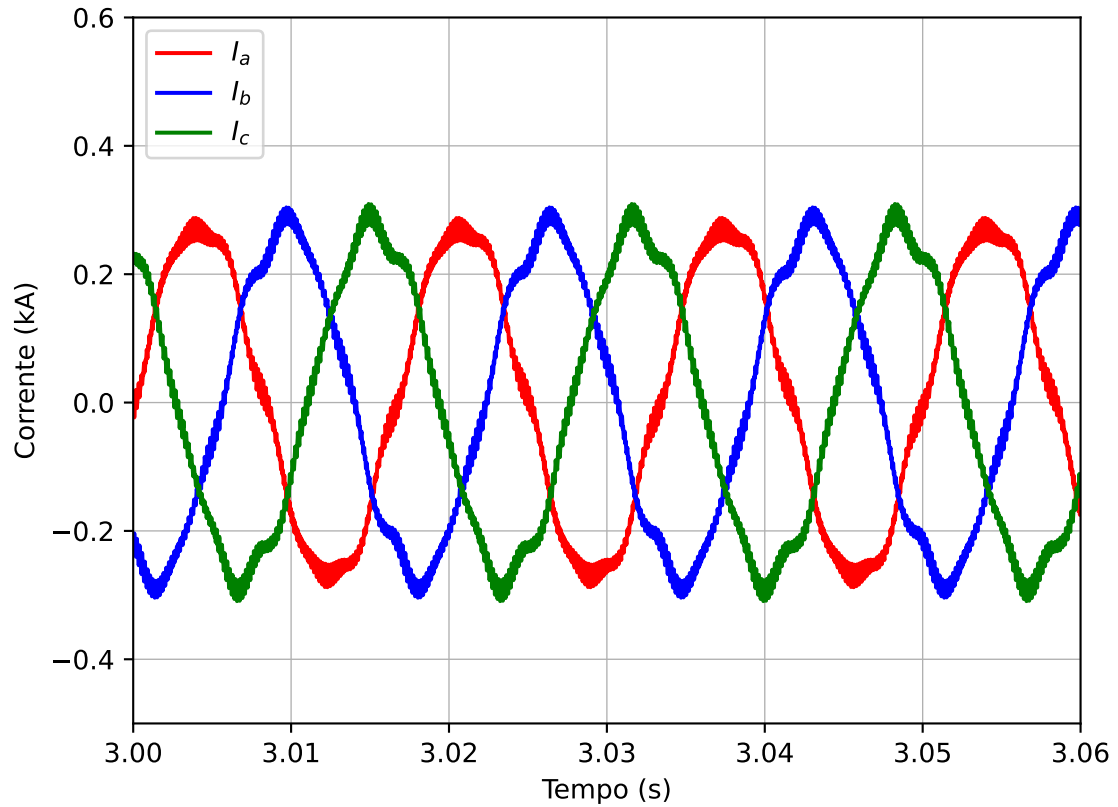


Figura 4.10: Corrente CA do VSC com a atuação das malhas de controle de tensão e corrente.

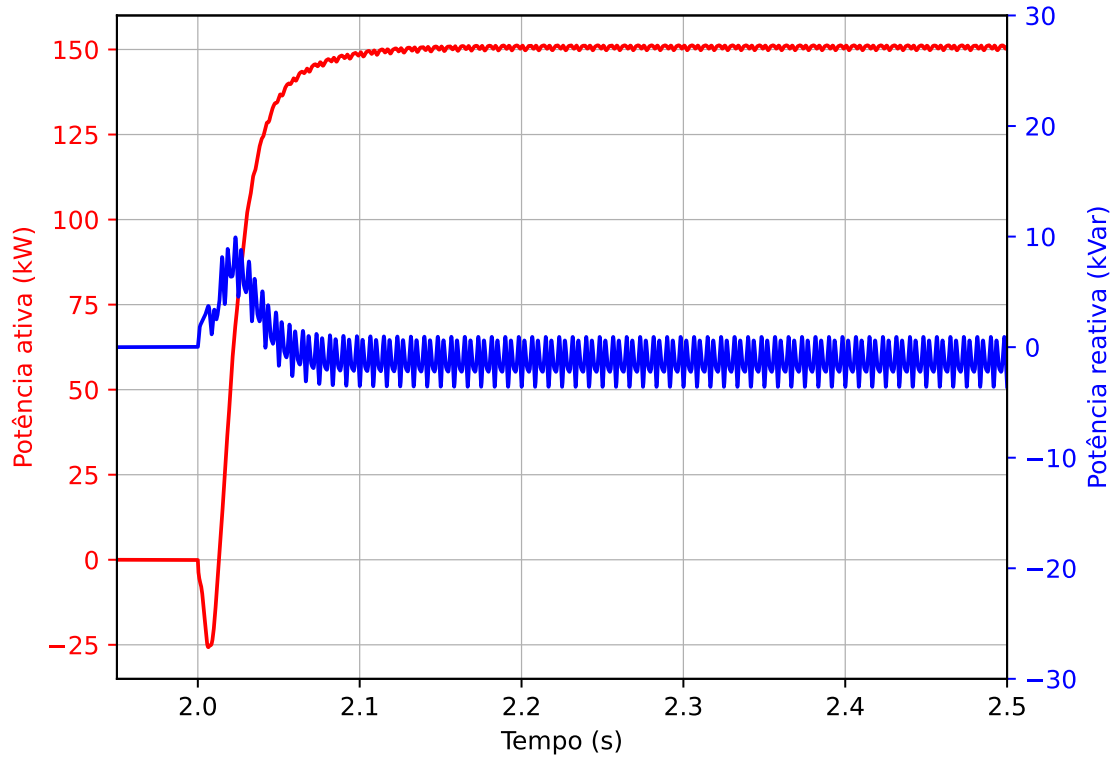


Figura 4.11: Potências trifásicas no PCC com a atuação das malhas de controle.

Pôde-se observar com estes testes que as malhas de controle foram capazes tanto de estabilizar o elo CC na referência de tensão desejada quanto de controlar a corrente de saída do conversor de modo a manter um fator de potência muito próximo de 1. No entanto, o gráfico das correntes CA mostra que as formas de onda do sinal apresentam bastante distorção devido à presença das componentes harmônicas na rede. Para quantificar o grau dessa distorção, foi utilizado o TRD (do inglês *Total Rated Current Distortion*) presente na norma *IEEE* 1547-2018. Essa métrica consiste em um indicativo do quanto as componentes harmônicas impactam o sinal de corrente medido. Sua expressão matemática é:

$$\%TRD = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_{rated}} \times 100\%, \quad (4.2)$$

sendo:

I_1 : componente fundamental da corrente medida no PCC,

I_{rated} : Valor nominal de corrente no PCC,

I_{rms} : somatório dos valores *rms* de todas as componentes que compõem o sinal de corrente no PCC.

O Padrão *IEEE* 1547-2018 estabelece um limite de 5% para o TRD [23]. Nessa fase de análise do sistema com a atuação das malhas de controle, foi medido um TRD de 14,81% (através de um bloco funcional do próprio PSCAD). Portanto, tanto essa medição quanto a observação do gráfico da Figura 4.10 mostram que é necessário a inserção de um mecanismo compensador capaz de mitigar a presença das componentes harmônicas de corrente na rede.

4.3.1 Atuação do compensador harmônico

A Figura 4.12 mostra a estrutura de blocos da malha de controle de corrente criada no PSCAD para a compensação das componentes harmônicas de corrente.

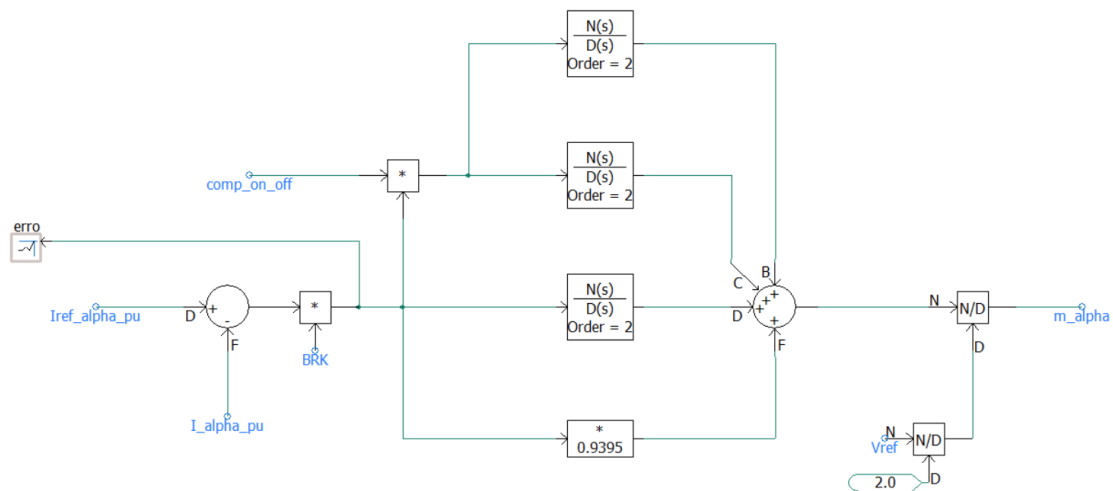


Figura 4.12: Malha de controle de corrente com compensador harmônico no PSCAD/EMTDC™.

A variável “*comp_on_off*” presente no esquema da Figura 4.12 funciona como uma chave capaz de ligar ou desligar o compensador harmônico.

Cada um dos blocos extras consiste em uma parcela ressonante do controlador PR projetada para cada uma das componentes harmônicas simuladas (300 Hz e 420 Hz). Eles são capazes de reduzir a zero o sinal de erro apenas nesses valores de frequência. Como a corrente de referência gerada é um sinal de 60 Hz, pode-se afirmar que esse sinal representa uma referência de 0 A nas frequências múltiplas da fundamental.

No ambiente de simulação, o compensador começou a operar no instante 3,5 s. A Figura 4.13 mostra os resultados nas formas de onda da corrente de saída do conversor em regime permanente

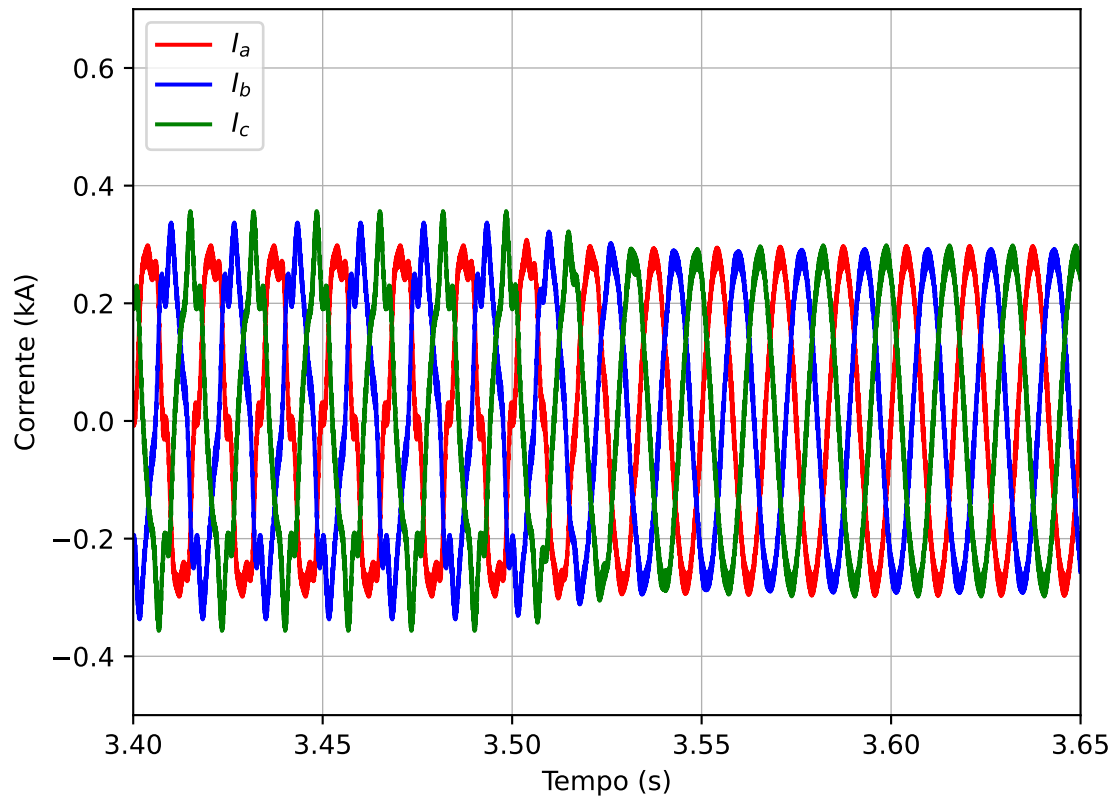


Figura 4.13: Corrente de saída do VSC com a atuação do compensador harmônico.

Nesse novo cenário, foi medido novamente o TRD da corrente e o valor encontrado foi de 2,71%. Portanto, o compensador foi capaz de reduzir o grau de distorção harmônica da corrente aos níveis aceitáveis segundo a norma *IEEE* 1547-2018.

A Figura 4.14 mostra o comportamento das potências com a atuação do compensador. A potência ativa praticamente não teve seu valor alterado, enquanto a potência reativa sofreu uma redução e se aproximou ainda mais do valor de 0 kVar, aproximando-se ainda mais do fator de potência unitário desejado para a operação.

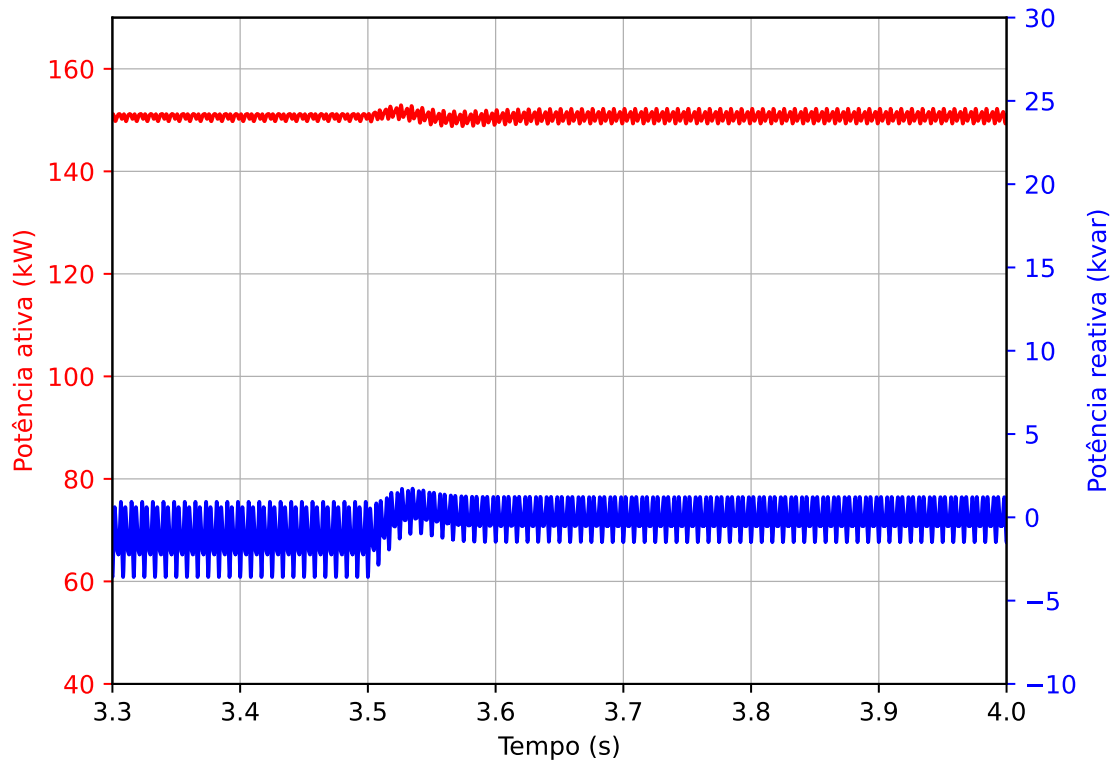


Figura 4.14: Potências trifásicas no PCC com a atuação do compensador harmônico.

Como último teste, foi simulado um caso de variação brusca de fluxo de potência a fim de verificar o desempenho das malhas de controle projetadas. Para tanto, a fonte de corrente do elo CC foi ajustada de modo que no instante 5 s, a rede CA da concessionária passasse a fornecer potência para a o sistema da microrrede (cerca de 160 kW no *PCC*) em vez de consumir essa energia. As Figuras 4.15, 4.16 e 4.17 mostram o comportamento das curvas de tensão CC, corrente CA e potências trifásicas em meio a esse novo cenário.

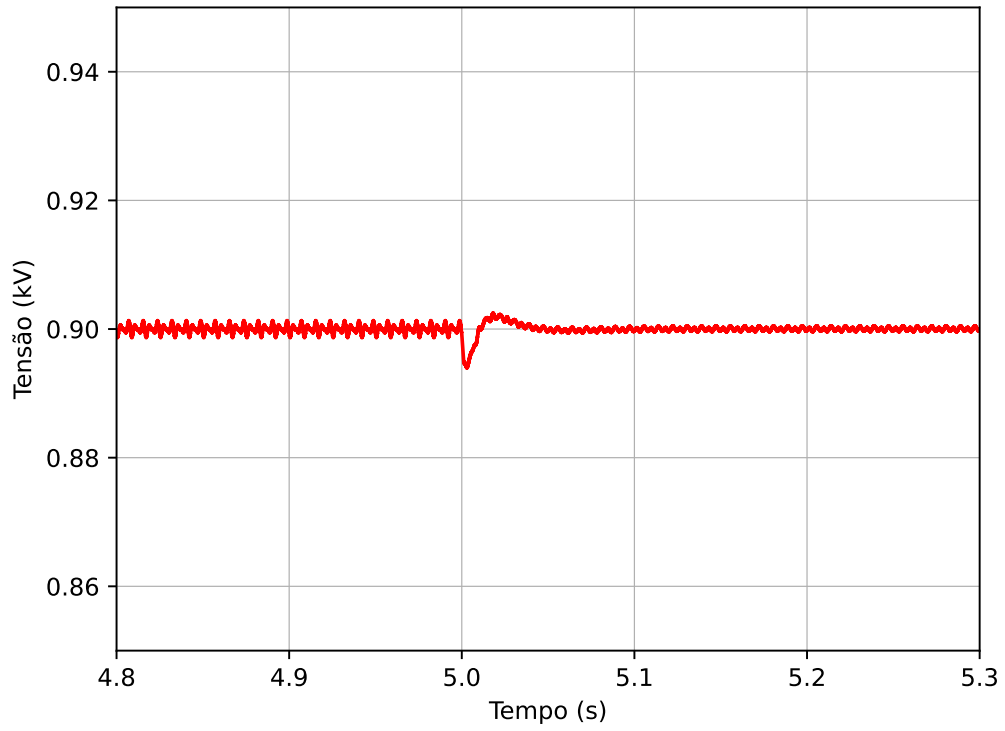


Figura 4.15: Tensão no elo CC com a variação do fluxo de potência.

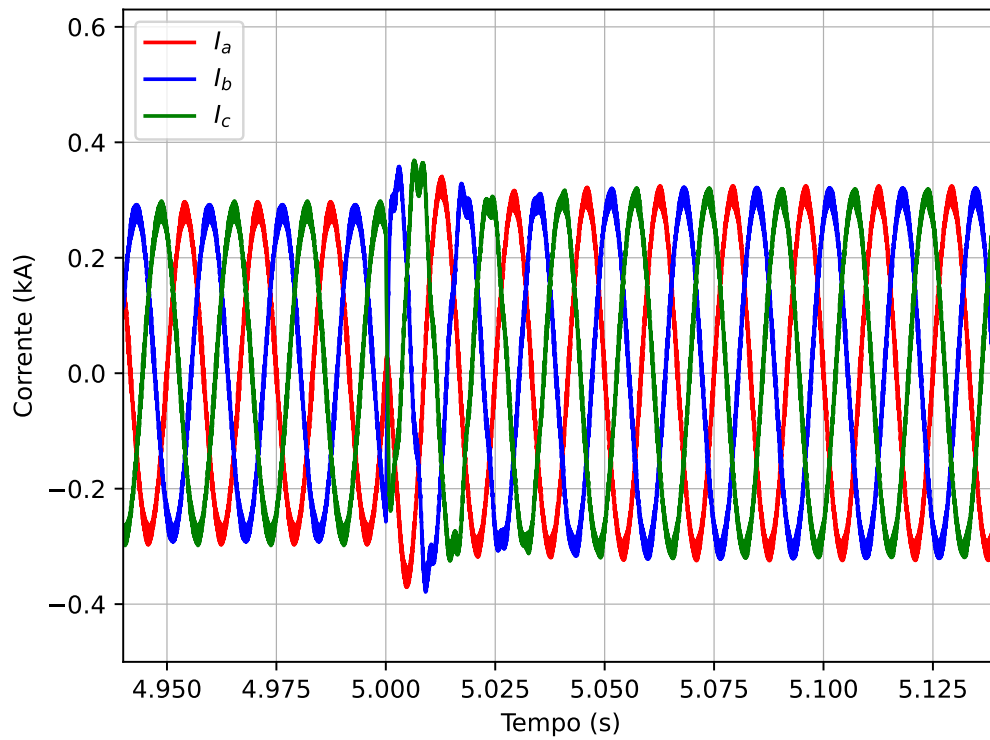


Figura 4.16: Corrente CA na saída do conversor com a variação do fluxo de potência.

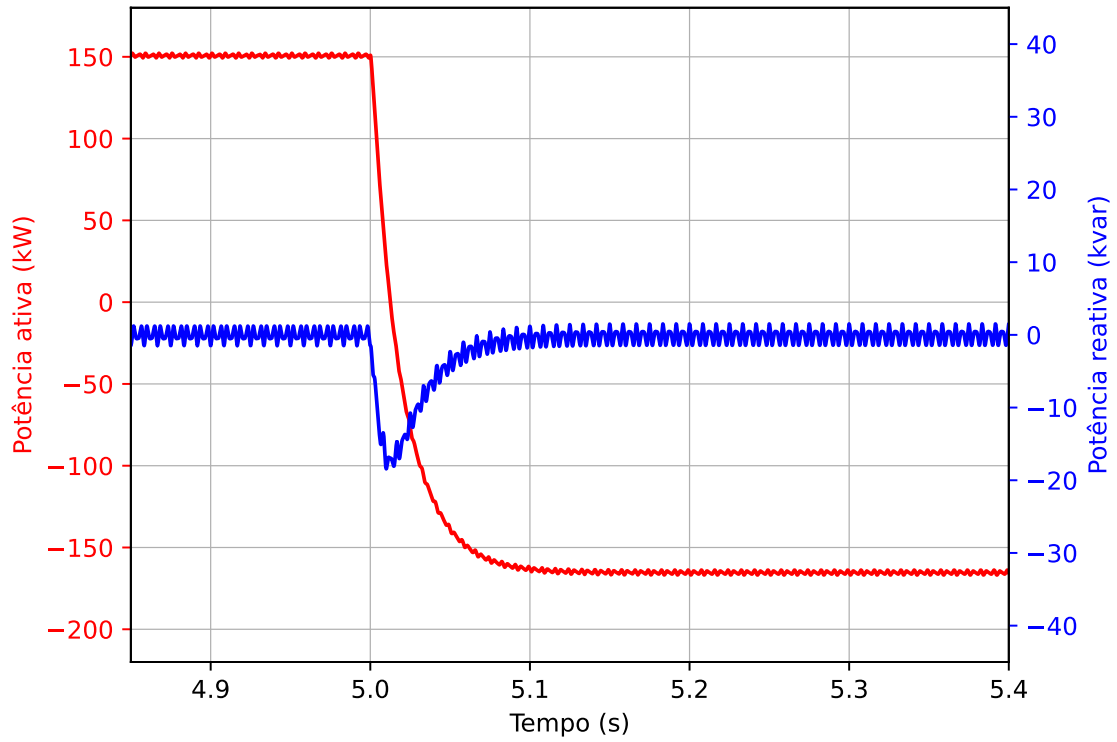


Figura 4.17: Potências trifásicas no PCC com a variação do fluxo de potência.

Após o sistema atingir novamente o regime permanente, foi medido o TRD da nova configuração. O valor encontrado foi de 2,42%. Portanto, o compensador harmônico continuou a cumprir o objetivo de manter os níveis de distorção harmônica de corrente dentro dos limites permitidos pela norma.

Capítulo 5

Conclusões

Diante do cenário de expansão das microrredes e do crescimento da geração distribuída, tornam-se cada vez mais relevantes pesquisas que contribuam para o entendimento e aprimoramento das técnicas de eletrônica de potência, bem como de seus conversores. Neste trabalho, por meio de uma aplicação em ambiente computacional, foi possível projetar e analisar a operação de um conversor CC-CA, verificar sua importância e como é possível utilizá-lo para desenvolver um sistema de controle que possibilite a regulação do fluxo de energia entre duas redes elétricas distintas. Além disso, o sistema contribui para o incremento da qualidade de energia entre ambas as redes por meio da regulação do fator de potência e da compensação dos harmônicos de corrente.

Após a etapa de dimensionamento dos parâmetros dos controladores, os resultados foram validados por meio da simulação desenvolvida no software PSCAD/EMTDC™. Como primeiro teste, foi observado que a corrente CA do conversor foi controlada pela malha de controle de corrente de modo que as potências trifásicas no PCC se igualassem aos seus valores de referência. Essa verificação mostrou que o controlador PR, de fato, é bastante eficiente no rastreamento de sinais de referência senoidais na frequência para a qual ele é projetado.

Com relação ao elo CC, foi verificado que o filtro de avanço de fase foi capaz de manter a tensão CC no elo estável e constante no valor de referência. Esse controle eficiente é de grande relevância para a regulação do fluxo de potência entre as redes elétricas conectadas e o correto funcionamento do conversor.

Por fim, a adequação da topologia da malha de controle de corrente para a inserção de um mecanismo de compensação harmônica de corrente se mostrou uma técnica simples, mas eficiente. Antes dessa modificação, foi verificado que o sistema não atendia aos requisitos estabelecidos pela norma do *IEEE* 1547-2018, já que o grau de distorção harmônica se encontrava acima do limite superior. Com a utilização do compensador harmônico, foi possível observar por meio do gráfico da corrente que o sinal apresentou muito menos distorção em comparação ao caso

anterior. Além disso, comprovou-se a melhoria da qualidade do sinal através da medição do TRD da corrente CA de saída do conversor.

Este projeto e os seus resultados contribuem para os avanços nos estudos de implementação de um conversor com topologia *Back-to-Back* de interface entre uma microrrede e a rede elétrica convencional. Como sequência dessa pesquisa, podem ser desenvolvidos estudos para o controle da tensão CA no barramento de conexão da microrrede do LEMT com o conversor FR do PFI. Com as malhas de controle de ambos os conversores testadas e validadas em ambiente computacional, esses resultados podem ser implementados no equipamento físico do laboratório. No entanto, é importante destacar que os modelos empregados neste trabalho foram todos contínuos no tempo com base em [20], mas a digitalização dos controladores pode levar a alterações significativas no desempenho do sistema. Um exemplo disso são os atrasos inerentes à implementação dos controladores digitais (que não foram modelados neste trabalho), o que pode causar instabilidades. Por isso, é necessário que as análises sejam refeitas antes da implementação do projeto no equipamento físico. Finalmente, os parâmetros dos controladores podem ser inseridos, via código embarcado, em microcontroladores de alto desempenho, visto que, para essa aplicação, esses dispositivos podem representar uma solução melhor em termos de custo-benefício do que as placas FPGA's, por exemplo.

Referências Bibliográficas

- [1] BARBALHO, P. I. N. *Controle Supervisório de Microrredes Utilizando Deep Reinforcement Learning*. Tese de Mestrado, São Paulo, Brasil, 2021.
- [2] MAJID, L. H., MAJID, H. H., F.HUSSEIN, H. “Analysis of Renewable Energy Sources, Aspects of Sustainability and Attempts of Climate Change.” *American Academic Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences.*, maio 2018.
- [3] VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. 1 ed. Curitiba, Appris, 2019.
- [4] SCHNEIDER, M. O. *Estudo e Projeto de Conversores de Alto Rendimento para Interface de uma Microrrede Híbrida*. Tese de Mestrado, Minas Gerais, Brasil, 2023.
- [5] RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. 1 ed. São Paulo, Makron Books, 1999.
- [6] POMILIO, J. A., DECKMANN, S. M. *Condicionamento de Energia Elétrica e Dispositivos FACTS*. UNICAMP/FEEC/DSCE, Campinas, 2009.
- [7] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 2 ed. United States of America, John Wiley Sons, Inc., 1995.
- [8] MOHAN, N. *Power Electronics: A First Course*. 1 ed. United States of America, John Wiley Sons, Inc., 2012.
- [9] OLIVEIRA, E. C. *Estudo Comparativo de Técnicas de Compartilhamento de Potência em Microrredes Operando no Modo Autônomo*. Tese de Mestrado, Recife, Brasil, 2018.
- [10] KROPOSKI, B., ZHANG, Y., JOHNSON, B. B., et al. “Achieving a 100% Renewable Grid: Operating Electric Power Systems with Extremely High Levels of Variable Renewable Energy.” *IEEE Power and Energy Magazine.*, mar. 2017.

- [11] SOUSA, A. R. *Contribuições na Estratégia de Controle por Modos Deslizantes Aplicados a Conversores Formadores de Rede*. Tese de Mestrado, Natal, Brasil, 2022.
- [12] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. John Wiley Sons, Inc., 2017.
- [13] MIRUS INTERNATIONAL INC. *MIRUS-FAQ001-B2, FAQ's Harmonic Mitigating Transformers, 31 Sun Pac Blvd., Brampton, Ontario, Canada. L6S 5P6.*, 2010.
- [14] O'ROURKE, C. J., QASIM, M. M., OVERLIN, M. R., et al. "A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park." *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 34, n. 4, 2019.
- [15] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5 ed. São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2010.
- [16] DISTEFANO III, J. J., STUBBERUD, A. R., WILLIAMS, I. J. *Sistemas de Controle*. 2 ed. Porto Alegre, Bookman, 2014.
- [17] DE LAURO CASTRUCCI, P., BITTAR, A., SALES, R. M. *Controle Automático*. 1 ed. Rio de Janeiro, LTC, 2011.
- [18] COSTA-CASTELLO, R., NEBOT, J., GRINO, R. "Demonstration of the Internal Model Principle by Digital Repetitive Control of an Educational Laboratory Plant." *IEEE Transactions on Education*, v. 48, n. 1, pp. 73–80, 2005.
- [19] BLAABJERG, F. (Ed.). *Control of Power Electronic Converters and Systems*. Índia, Elsevier Inc., 2018.
- [20] YAZDANI, A., IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. John Wiley Sons, Inc., 2010.
- [21] KAZMIERKOWSKI, M. P., MALESANI, L. "Current-Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey." *IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, v. 45, n. 5, pp. 691–703, out. 1998.
- [22] BOYCE, W. E., DIPRIMA, R. C. *Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno*. 9 ed. Rio de Janeiro, LTC, 2010.
- [23] "IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces", *IEEE Std. 1516-2000*, 2018.