

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E
ELETRÔNICA**

Mateo Daniel Roig Greidanus

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA
REGULAÇÃO DE TENSÃO VIA INVERSOR VSI
PADRÃO EM MICRORREDE CC-CA
TRIFÁSICA**

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

15 de fevereiro de 2018

Mateo Daniel Roig Greidanus

**Estratégia De Controle Para Regulação De Tensão
Via Inversor VSI Padrão Em Microrrede CC-CA
Trifásica**

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Curso de Graduação
em Engenharia Elétrica da Universi-
dade Federal de Santa Catarina para
a obtenção do Grau de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcelo Lobo
Heldwein, Prof. Dr. sc. ETH

Coorientador: Gustavo Pereira,
Eng.

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

15 de fevereiro de 2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Greidanus, Mateo Daniel Roig
Estratégia De Controle Para Regulação De Tensão
Via Inversor VSI Padrão Em Microrrede CC-CA
Trifásica / Mateo Daniel Roig Greidanus ;
orientador, Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein,
coorientador, Eng. Gustavo Pereira, 2018.
107 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Regulação de Tensão.
3. Microrrede. 4. Controle. I. Lobo Heldwein, Prof.
Dr. Marcelo. II. Pereira, Eng. Gustavo. III.
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

Mateo Daniel Roig Greidanus

**Estratégia De Controle Para Regulação De Tensão
Via Inversor VSI Padrão Em Microrrede CC-CA
Trifásica**

Este TCC foi julgado adequado para obtenção do Título de “Graduado em Engenharia Elétrica”, e aprovado em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 29 de janeiro de 2018.



Renato Lucas Pacheco, Prof. Dr.
Coordenador do Departamento de Engenharia
Elétrica

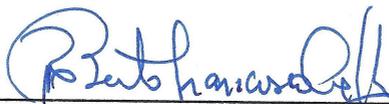


Marcelo Lobo Heldwein, Prof. Dr. sc. ETH
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



Gustavo Pereira, Eng.
Coorientador
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

Banca Examinadora:



Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



Prof. Aginaldo Silveira e Silva, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

*Este trabalho é dedicado aos meus pais que,
a longa distância, me deram suporte e se mostraram meus melhores
amigos.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à Deus, pela sua providência constante e infalível. Pelo qual estive guiando a minha vida, ao longo do curso de graduação, no realizar da Sua vontade.

Quero deixar meus agradecimentos aos meus professores no curso de graduação em Engenharia Elétrica. A cada um deles que, à sua própria maneira, transmitiram seu conhecimento e forneceram as ferramentas necessárias para que eu pudesse também saber.

Ao meu orientador, Prof. Marcelo Lobo pela sua orientação, contribuição, estímulo e dedicação a transmitir todo o seu conhecimento para que esse trabalho pudesse ser feito. Ao meu coorientador e amigo, Gustavo Pereira por toda ajuda no trabalho mas também pelo seu exemplo de compromisso, dedicação e excelência. À banca, Prof. Roberto Coelho e Prof. Aguinaldo Silveira pela disponibilidade e por aceitar avaliar este trabalho. Dedico meu grande entusiasmo e gosto por sistemas de controle às aulas que recebi de ambos os professores.

Aos meus colegas de turma e amigos que fiz ao longo dos últimos cinco anos de graduação. À meus irmãos na fé, que estiveram presentes e caminharam ao meu lado o caminho da verdade e da vida.

Por fim, quero deixar um agradecimento especial a meus pais. Meus maiores exemplos, fonte de admiração e respeito. À eles, que foram meus grandes incentivadores e amigos ao longo de toda a minha formação. Um agradecimento à Marian, minha irmã, minha parceira e melhor amiga. Obrigado por todo companheirismo enquanto crescemos e aprendemos juntos com a vida. Por fim, agradeço à Andressa, minha namorada. Agradeço por todo o encorajamento, carinho, paciência e amor que, mesmo a distância aprendemos a compartilhar.

À todos, obrigado. *Soli Deo Gloria*

*“A razão é o passo, o aumento da ciência o caminho, e o benefício da
humanidade é o fim.”*

Thomas Hobbes

Resumo

Este trabalho apresenta uma estratégia de controle para a regulação de tensão em uma microrrede por meio de um inversor fonte de tensão trifásico. A estratégia proposta utiliza metodologias de análise e projeto de controle já consolidadas, além de técnicas conhecidas de processamento de sinais. A implementação e os resultados foram obtidos mediante simulação computacional na plataforma *Simulink* do *software* MATLAB ®. As simulações são apresentadas ao longo do texto conforme o desenvolvimento do projeto até alcançar o seu propósito final.

Palavras-chaves: Inversor. Microrrede. Controle. Regulação. Tensão. PLL

Abstract

This work presents a control strategy for the regulation of voltage in a microgrid by means of a three-phase voltage source inverter. The proposed strategy uses already consolidated control analysis and design methodologies, as well as known signal processing techniques. The implementation and results were obtained through computer simulation in the *Simulink* platform of MATLAB [®]software. Simulations are presented throughout the text as the project progresses until it reaches its final purpose.

Key-words: Inverter. Microgrid. Control. Regulation. Voltage. PLL

Lista de ilustrações

Figura 2.1 – Diagrama equivalente do inversor conectado a um transformador da rede elétrica.	36
Figura 2.2 – Diagrama da rede.	38
Figura 2.3 – Modelo Inversor VSI.	39
Figura 2.4 – Inversor VSI com interruptores ideais.	40
Figura 2.5 – Inversor VSI com modelo de interruptores binários.	41
Figura 2.6 – Modelo médio do Inversor VSI com filtro de saída.	42
Figura 2.7 – Transformação abc em $\alpha\beta\gamma$	44
Figura 2.8 – (a) Sinal trifásico antes da Transformada de <i>Clarke</i> ; (b) sinal trifásico após a Transformada de <i>Clarke</i>	45
Figura 2.9 – Circuito da planta do inversor conectado à rede.	46
Figura 2.10 – Circuito simplificado da planta do inversor conectado à rede.	47
Figura 2.11 – Diagrama de Bode da relação de entrada por saída considerada.	52
Figura 2.12 – Mapa de Zeros e Polos.	52
Figura 3.1 – Malha de controle de corrente.	56
Figura 3.2 – Diagrama de controle utilizando o compensador Proporcional Ressonante.	57
Figura 3.3 – Função de Transferência em Laço Aberto Não-Compensada (FTLANC).	59
Figura 3.4 – Função de Transferência em Laço Aberto Compensada (FTLAC).	59
Figura 3.5 – (a) PR(s); (b) FTLAC(s).	62
Figura 4.1 – Diagrama da geração de referência para a corrente.	66
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do GDSC-PLL.	66
Figura 4.3 – Operações matemáticas do GDSC-PLL.	71
Figura 4.4 – Entrada e saída do GDSC.	71
Figura 4.5 – Ângulo de fase na saída do PLL e a função de Entrada.	73

Figura 4.6 – Curva <i>Droop</i> reativa.	75
Figura 4.7 – Diagrama final do sistema de controle <i>Droop</i> reativo.	80
Figura 5.1 – Medição da potência reativa instantânea.	82
Figura 5.2 – Potência reativa compensada e magnitude corrente.	83
Figura 5.3 – Ângulo de fase δ em comparação à fase <i>a</i> da tensão da rede.	84
Figura 5.4 – Corrente de Referência.	85
Figura 5.5 – Tensão e corrente sobre o inversor trifásico.	86
Figura 5.6 – Defasagem de corrente no intervalo 50 a 100 (ms) com tensão em 0.9 p.u.	87
Figura 5.7 – Defasagem de corrente no intervalo 250 a 300 (ms) com tensão em 1.1 p.u.	87
Figura A.1 – Diagrama equivalente do inversor conectado à um transformador da rede elétrica.	97
Figura B.1 – Sistema Completo	102
Figura B.2 – Planta do Inversor mais Rede	103
Figura B.3 – Malha de Controle de Corrente	104
Figura B.4 – Malha de Controle Droop	105
Figura B.5 – Medição de Potência Reativa Instantânea	106
Figura B.6 – PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>)	107

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Parâmetros do Inversor.	43
Tabela 5.1 – Pares ordenados de tensão por tempo para a tensão de saída da rede.	81
Tabela A.1 – Dados considerados para a planta do sistema.	98

Lista de abreviaturas e siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FTLAC	Função de Transferência em Laço Aberto Compensada
FTLANC	Função de Transferência em Laço Aberto Não-Compensada
GDSC	<i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Proporcional-Ressonante
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SIN	Sistema Interligado Nacional
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

Lista de símbolos

S	Potência Aparente
P	Potência Ativa
Q	Potência Reativa
μ	<i>Micro</i>
Ω	<i>Ohms</i>
H	<i>Henry</i>
F	<i>Farad</i>
V_R	Tensão da Rede
V_C	Tensão no Transformador Conectado à Rede
V_{DC}	Tensão CC de Entrada do Inversor
Z_C	Impedância do Transformador Conectado à Rede
Z_S	Impedância de Interconexão entre o Inversor e a rede
L_R	Indutância da Impedância de Interconexão
$R_{L,r}$	Resistência da Impedância de Interconexão
$V_{R(a,b,c)}$	Tensão da Rede por Fase
$i_{L,R(a,b,c)}$	Corrente aplicada à Indutância da Impedância de Interconexão
C_R	Capacitor de Saída do Circuito Modelo da Rede
$i_{R(a,b,c)}$	Corrente na Saída do circuito modelado da Rede
$v_{R(a,b,c)}$	Tensão de Saída do circuito modelado da Rede

$i_{L,I(a,b,c)}$	Corrente na Saída do circuito modelado do Inversor
$v_{I(a,b,c)}$	Tensão de Saída do circuito modelado da Rede
$L_{L,r}$	Indutor na Saída do Filtro LCL
C_R	Capacitor Não Amortecido do Filtro LCL
L_I	Indutor na Entrada do Filtro LCL
$R_{L,I}$	Resistência na Entrada do Filtro LCL
C_I	Capacitor Amortecido do Filtro LCL
R_I	Resistor de Amortecimento do Fator Capacitivo no Filtro LCL
C_S	Capacitor Representativo para Modelagem da Rede
$R_{L,r}$	Resistência da Impedância de Interconexão
$s_{xy}(t)$	Função que descreve a Comutação do Interruptor
$S_{x,y}$	Representação Genérica do Interruptor em Modelo Binário
S_x	Representação Genérica de um Interruptor do Inversor de Potência
T_s	Período de Comutação do interruptor
$d_{(a,b,c)}$	Razão Cíclica para cada Ramo do Inversor
$v_{a,b,c}$	Tensão Trifásica por Fase
$v_{\alpha,\beta,\gamma}$	Componentes da Tensão após Transformada de <i>Clarke</i>
$V_{C,R(a,b,c)}$	Tensão no Capacitor Não Amortecido do Filtro LCL
$V_{C,I(a,b,c)}$	Tensão no Capacitor Amortecido do Filtro LCL
k_p	Fator Proporcional do Controlador PR

k_i	Ganho do Controlador PR
ξ	Fator de Amortecimento do Controlador PR
ω_n	Frequência Angular de Ressonância
k_c	Ganho Equivalente do Controlador PR
ω_c	Frequência de Cruzamento
$M\phi$	Margem de Fase
\Re	Parte Real
\Im	Parte Imaginária
Q_s	Potência Reativa na Linha para Fluxo de Potência
V_s	Tensão Enviada em Fluxo de Potência
V_r	Tensão Recebida em Fluxo de Potência
σ_s	Ângulo da Tensão Enviada em Fluxo de Potência
σ_r	Ângulo da Tensão Recebida em Fluxo de Potência
$Q_{m\acute{a}x}$	Potência Reativa Máxima Possível de ser Fornecida pelo Inversor
$Q_{m\acute{i}n}$	Potência Reativa Mínima Possível de ser Fornecida pelo Inversor
$V_{m\acute{a}x}$	Tensão Máxima Fornecida pelo Inversor
$V_{m\acute{i}n}$	Tensão Mínima Fornecida pelo Inversor

Sumário

1	INTRODUÇÃO	29
1.1	MOTIVAÇÃO DO ESTUDO	30
1.2	OBJETIVOS DO TRABALHO	32
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	33
2	MODELAGEM	35
2.1	MODELAGEM DA REDE	36
2.2	MODELAGEM DO INVERSOR	39
2.3	TRANSFORMADA DE <i>CLARKE</i>	43
2.4	ASSOCIAÇÃO DOS MODELOS REDE + INVER- SOR	46
2.5	EQUACIONAMENTO DA PLANTA	49
2.6	ANÁLISE EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA MO- DELADO	51
2.7	CONCLUSÃO	53
3	CONTROLE DE CORRENTE	55
3.1	CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE	56
3.2	DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DO CON- TROLADOR	58
3.3	CONCLUSÃO	62

4	ESTRATÉGIA DE SÍNTESE DAS REFERÊNCIAS DE CORRENTE	65
4.1	PLL (<i>PHASE-LOCKED LOOP</i>)	66
4.1.1	Operador GDSC	67
4.1.2	SRF-PLL	70
4.1.3	Resultados PLL	72
4.2	CONTROLE <i>DROOP</i> REATIVO	73
4.2.1	Cálculo da Corrente de Saída do Controle por Droop	77
4.2.2	Cálculo da Potência Reativa Instantânea	78
4.3	CONCLUSÃO	79
5	RESULTADOS E SIMULAÇÃO	81
5.1	MEDIÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA INSTANTÂNEA	82
5.2	CONTROLE <i>DROOP</i> REATIVO	83
5.3	PLL	84
5.4	REFERÊNCIA DE CORRENTE	84
5.5	DINÂMICA DO INVERSOR	85
5.6	CONCLUSÃO	88
	CONCLUSÃO	89
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	89
6.1	TRABALHOS FUTUROS	89
	REFERÊNCIAS	91

APÊNDICE A	–	CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE INTERCONEXÃO	97
APÊNDICE B	–	PROJETO SIMULADO NO SOFT- WARE SIMULINK	101

1 Introdução

A demanda por energia elétrica para uso comum tem aumentado a cada ano. Acrescido a isso, existe a perspectiva de crescimento da indústria de automóveis elétricos devido a uma conscientização geral da limitação do uso de combustíveis fósseis.

O Brasil tem um grande destaque no setor energético por conta do Sistema Interligado Nacional (SIN), considerado um modelo único devido às suas dimensões e características. A operação desses sistemas tem como premissa a minimização dos custos futuros associados à eventual falta de energia, considerando um compromisso legal de universalização do acesso à energia elétrica. Ainda assim, é fato que a matriz energética brasileira, centralizada nas grandes fontes geradoras de energia, não é capaz de garantir um suprimento sustentável de energia em vista das necessidades futuras (SEVERINO; CAMARGO; OLIVEIRA, 2008).

Em compensação às limitações na geração, cada vez mais novas aplicações têm demandado o uso de conversores de potência. Esses sistemas de conversão são destinados ao gerenciamento e controle do fluxo de energia elétrica. Conversores estáticos têm sido associados tanto a fontes visando o carregamento de dispositivos, quanto na conexão de fontes renováveis de energia à rede elétrica, tal como é feito com módulos fotovoltaicos ou por meio de sistemas de conversão eólica de energia, por exemplo. Alinhado ao aumento das aplicações, houve uma evolução nas técnicas de controle e processamento de sinais. Com o desenvolvimento de uma nova geração de microcontroladores, a implementação de

algoritmos mais avançados para controle, tornou-se uma tarefa ainda mais possível.

Diante deste cenário, em correspondência ao avanço tecnológico e às discussões sobre a expansão do mercado a ser ocupado pela geração distribuída, desenvolve-se o conceito de microrredes inteligentes.

Uma microrrede pode ser definida como um grupo de microgeradores e cargas, relacionadas ao sistema de distribuição por dois estados de operação. Um deles é a condição de operação ilhada, por si mesma autossuficiente. O outro modo é a disposição da microrrede conectada à rede de distribuição. Nessa segunda condição de operação, a microrrede é passiva e condicionada às limitações e características da rede de distribuição. No entanto, pode ser atuante na imposição de adequações no que tange à qualidade e ao bom uso da energia.

Há uma ampla quantidade de estratégias de controle que permitem a um conversor atuar como um sistema ativo no gerenciamento da energia. Na operação de uma microrrede, prevê-se a possibilidade de que o sistema atue sob a influência de cargas lineares e não-lineares. A influência dessas cargas na qualidade da energia pode resultar em características de tensão desbalanceadas, com diferentes componentes harmônicas e amplitude fora dos níveis previstos para o adequado funcionamento dos dispositivos conectados.

1.1 MOTIVAÇÃO DO ESTUDO

A operação de uma microrrede, acima de tudo, deve obedecer aos contratos realizados com concessionária da rede de distribuição. Desta forma, a qualidade da energia não é uma opção, mas sim uma condição necessária para a operação do sistema. Segundo o módulo de qualidade da energia elétrica, do PRODIST, documento elaborado pela ANEEL, a tensão contratada para com a distribuidora de energia deve situar-se entre 95% (noventa e cinco por cento) e 105% (cento e

cinco por cento) da tensão nominal de operação do sistema no ponto de conexão.

A manutenção da tensão dentro dos limites adequados pode ser realizada pelo uso de conversores de potência em um sistema de controle centralizado dentro da microrrede ou por uma fonte geradora com conversor dedicado a essa função de controle específica.

A questão que faz necessária uma estratégia para manutenção da tensão, pode ser ilustrada diante da situação hipotética adotada para este trabalho. Considera-se o seguinte cenário: uma microrrede híbrida operando em modo conectado a uma rede de distribuição por meio de um transformador trifásico de 150 kVA com tensão secundária em 380/220 V. Transformadores com essas características são comumente utilizados para a distribuição de energia e são capazes de atender pequenas centrais de microgeração. Supõe-se ainda que a microrrede deve sofrer uma variação considerável na carga de maneira repentina. Como por exemplo, a ligação de um exaustor de ar movido por um motor elétrico trifásico em uma indústria (admitindo essa indústria como subsistema da microrrede).

A variação de carga dentro da microrrede pode resultar em uma alteração nos níveis de tensão. Muito possivelmente essa variação de carga pode implicar em condições de tensão além dos limites considerados ideais (conforme o módulo de qualidade de energia do PRODIST) para a operação do sistema. A efeito de comparação, um estabilizador de tensão industrial padrão consegue regular $\pm 10\%$ da tensão nominal na entrada por um certo intervalo de tempo. Esse grau de variação na tensão pode ser facilmente verificado em uma microrrede com desequilíbrio entre as cargas e a energia total fornecida. Portanto, será assim considerada essa diferença de até $\pm 10\%$ em relação à tensão nominal no cenário apresentado para o projeto do regulador de tensão.

Mediante as circunstâncias apresentadas, este trabalho visa apresentar uma estratégia de controle para um conversor CC-CA (inversor de tensão) que permita a regulação da tensão da microrrede. A

regulação de tensão considera um desvio na referência de tensão, dentro e além das faixas consideradas precárias para a operação do sistema, em função da variação da carga.

O projeto de reguladores de tensão utilizando controladores de tensão e corrente para conversores acoplados à rede, é algo desafiador. As estratégias de controle clássico, como o projeto de controladores proporcionais integrais (PI), muito utilizados em conversores CC-CC, nem sempre são capazes de atender as condições impostas. Algumas metodologias para o controle da tensão foram propostas, por exemplo, nas referências Au-Yeung et al. (2009), Tayab et al. (2017), Vasquez et al. (2009), Simpson-Porco, Dörfler e Bullo (2017). Essas estratégias, em sua maioria, fazem uso de métodos para controle de potência ativa e reativa por controle *Droop*, com base na teoria *pq* (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017; AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984).

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

Este trabalho busca apresentar, frente ao cenário hipotético descrito, uma estratégia de controle capaz de garantir a regulação de tensão da microrrede. O trabalho visa desenvolver e validar computacionalmente o projeto de controle de corrente para o sistema. Além de apresentar um método para a geração de uma referência de corrente para esse sistema de controle baseado na diferença da tensão no ponto de medição em relação à tensão nominal da rede. Para isto, pode utilizar a estratégia para controle *Droop* para potência reativa, a qual é escolhida neste trabalho para gerar a referência de potência reativa a ser processada pelo inversor.

O trabalho tem uma proposta essencialmente teórica, com resultados baseados em simulação. De maneira geral, intenta propor uma estratégia de controle, com base em técnicas já conhecidas para futura implementação prática.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O Capítulo 1 apresenta uma visão geral do trabalho, em que é relatada a motivação do estudo e a exposição dos objetivos conforme a estrutura empregada.

No Capítulo 2 é realizada a modelagem do sistema Inversor VSI Trifásico e da Rede Elétrica. Esta modelagem encontra-se realizada no espaço de estados e é orientada ao controle da corrente de saída no sistema inversor interconectado à rede elétrica de uma microrrede CA-CC.

O Capítulo 3 revisa a teoria de controle e propõe o projeto de um controlador Proporcional-Ressonante (PR), descrito no espaço de estados, para o controle de corrente do sistema.

O Capítulo 4 apresenta uma solução para a geração da referência de corrente por meio do controle de potência por curva *Droop* Reativa. Completando a proposta do capítulo, é apresentada também uma técnica para sincronismo e medição de potência instantânea.

No Capítulo 5 são expostos os resultados e as simulações realizadas que buscam validar o projeto proposto e apresentado. A conclusão geral e demais considerações por fim são relatadas no capítulo 6, onde é realizada uma reanálise da proposta em função dos resultados obtidos. Essa nova avaliação tem o intuito de esclarecer e revalidar o projeto como um todo frente ao seu objetivo.

2 Modelagem

A estratégia de controle para a regulação de tensão da Microrrede depende de um modelo que represente o sistema a ser controlado. Esse modelo, necessariamente matemático, tal como em sistemas semelhantes ao proposto nesse trabalho, deve representar as características inerentes da planta. A planta, a qual se deseja ter o modelo, é de um inversor fonte de tensão (VSI) padrão de dois níveis conectado à rede elétrica. A escolha da topologia para o circuito de eletrônica de potência foi feita por ser esta uma das topologias mais utilizadas em redes de baixa tensão.

Neste capítulo, portanto, é apresentada a modelagem dinâmica do sistema a ser controlado. A metodologia utilizada para a modelagem dos sistemas é baseada na simples observação dos circuitos e, por meio dessa análise, a obtenção das equações diferenciais que os descrevem. O inversor e a rede elétrica são tratados como sistemas dos quais são conhecidos os parâmetros e características internas próprias. O acoplamento do inversor para com a rede é realizado por meio de um filtro LCL, com valores de parâmetros já conhecidos, e por meio de uma impedância interna de interconexão da saída do inversor com a rede. Esta impedância é inerente a qualquer rede de distribuição e representa a impedância Thévenin equivalente da rede de distribuição no ponto de conexão comum (PCC).

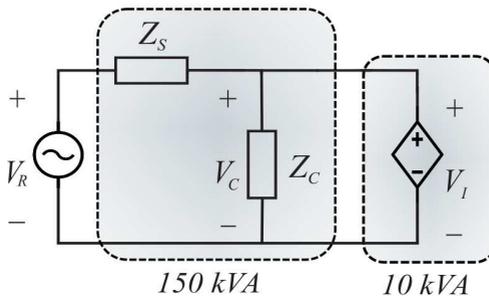
De modo a facilitar o estudo, a modelagem do sistema é realizada em três etapas, a primeira é a modelagem da rede elétrica considerando a impedância de interconexão, com suas características

predominantemente indutivas e resistivas. A segunda etapa, apresenta o sistema inversor e seu filtro LCL com base no uso do modelo médio. Ao fim, após uma breve explicação da teoria da Transformada de *Clarke*, a terceira etapa conclui unindo os dois modelos previamente demonstrados em um modelo único que representa a planta do sistema.

2.1 MODELAGEM DA REDE

Para fazer a modelagem da rede trifásica considerada, primeiramente, algumas considerações devem ser feitas. Conforme o cenário apresentado no Capítulo 1 tem-se por base para estudo neste trabalho uma microrrede conectada a uma rede convencional, com uma tensão de linha em 380 V. Com o intuito de verificar o desempenho do controlador para a regulação de tensão na microrrede, considera-se uma variação de 10% na tensão nominal, em que a interface com a rede de distribuição é implementada por um transformador trifásico de 150 kVA. O inversor proposto é capaz de fornecer 10 kVA de potência aparente (S) e deve suprir com corrente, a energia reativa correspondente à essa variação de tensão. A Figura (2.1) apresenta um circuito equivalente que, simplificada, busca representar o sistema inversor conectado a um transformador trifásico de interface para com a rede.

Figura 2.1 – Diagrama equivalente do inversor conectado a um transformador da rede elétrica.



Fonte: Autoria Própria (2018).

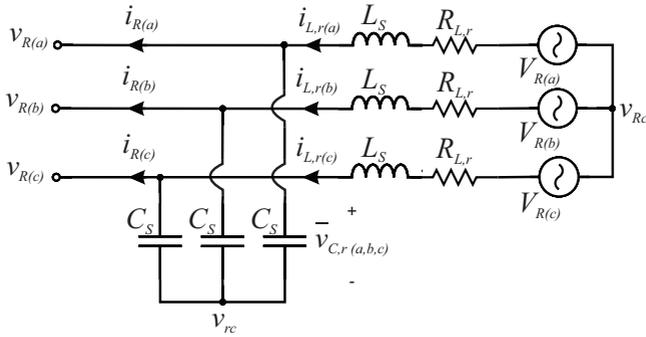
Na Figura 2.1 apresentada, Z_S e Z_C representam as impedâncias próprias do transformador da rede de distribuição. Conforme o Boletim publicado por Bussmann (2004) e a partir dos dados de impedância e reatância fornecidos pelo mesmo para transformadores, é realizado o cálculo da impedância de interconexão. A operação de análise segue a metodologia explicitada no mesmo documento. O Apêndice (A) apresenta com melhores detalhes o cálculo dessa impedância de interconexão.

É possível verificar que a impedância de interconexão, como foi chamada, tem características indutivas e resistivas. No entanto, este trabalho trata do controle para regulação de tensão no ponto de conexão. Isso exige que a entrada do sistema de controle seja um sinal de tensão e, conseqüentemente, faz-se necessário que o modelo da rede tenha uma saída com sinal da mesma natureza. Assim, são inseridos capacitores de pequeno valor ao modelo o que garante uma saída em tensão. Tais capacitâncias representam as capacitâncias distribuídas pela rede, além de capacitores de filtragem que sempre são utilizadas na conexão de inversores à redes elétricas. Os capacitores de acoplamento, além do mais, fazem-se necessários em um subsistema em que há vários inversores (como é comum em uma microrrede) que, devido aos filtros, apresentam uma característica majoritariamente indutiva.

O modelo da rede considerado tem o diagrama representado pela Figura (2.2). Os valores referentes à impedância da linha são $R_{L,r} = 0.0535$ e $L_S = 213,06 \text{ } H$, conforme o cálculo explicitado em (A). As capacitâncias do filtro inversor são dominantes no modelo do sistema e, deste modo, as capacitâncias C_s tem seus valores suprimidos na modelagem da rede. Servindo apenas para a obtenção do equacionamento pelo diagrama de circuitos.

Em concordância com o diagrama do circuito apresentado na Figura 2.2, o equacionamento que representa a rede é dado pelo sistema

Figura 2.2 – Diagrama da rede.



Fonte: Autoria Própria (2018).

de equações 2.1.

$$\begin{cases} \mathbf{L}_S \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{L,r(a,b,c)} = \mathbf{V}_{R(a,b,c)} - \mathbf{R}_{L,R} \mathbf{I}_{L,r(a,b,c)} - \mathbf{V}_{C,r(a,b,c)} - v_{rc} \mathbf{U}_{(a,b,c)} \\ \mathbf{C}_S \frac{d}{dt} \mathbf{V}_{C,r(a,b,c)} = \mathbf{I}_{L,r(a,b,c)} - \mathbf{I}_{R(a,b,c)} \end{cases} \quad (2.1)$$

Sendo os vetores expressos no modelo definidos em (2.2).

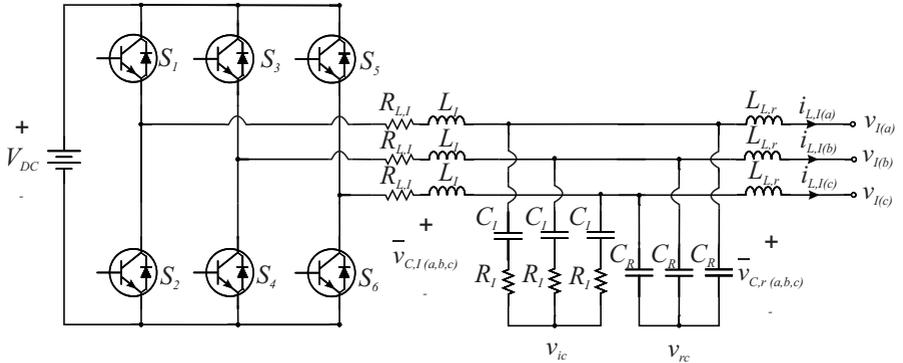
$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{L,r(a,b,c)} &= \begin{bmatrix} i_{L,r(a)} \\ i_{L,r(b)} \\ i_{L,r(c)} \end{bmatrix} & \mathbf{V}_{R(a,b,c)} &= \begin{bmatrix} v_{R(a)} \\ v_{R(b)} \\ v_{R(c)} \end{bmatrix} & \mathbf{U}_{(a,b,c)} &= \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{V}_{C,r(a,b,c)} &= \begin{bmatrix} v_{C,r(a)} \\ v_{C,r(b)} \\ v_{C,r(c)} \end{bmatrix} & \mathbf{I}_{R(a,b,c)} &= \begin{bmatrix} i_{R(a)} \\ i_{R(b)} \\ i_{R(c)} \end{bmatrix} & & (2.2) \\ \mathbf{R}_{L,R} = R_{L,R} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{C}_S = C_S & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{L}_S = L_S & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

2.2 MODELAGEM DO INVERSOR

A topologia do conversor de potência utilizado é a de um inversor trifásico com modulação por largura de pulso (PWM) em dois níveis, sendo este do tipo fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*). O filtro de saída associado a este inversor é do tipo LCL amortecido com valores já conhecidos. O cálculo dos parâmetros do filtro não entrarão no escopo deste trabalho, no entanto, são apresentados na Tabela 2.1 ao final desta seção.

O diagrama de circuito que representa esta topologia é apresentado na Figura 2.3. O VSI é um inversor bidirecional, abaixador (buck) quando a energia flui do barramento contínuo para o lado alternado e elevador (boost) quando flui no sentido oposto.

Figura 2.3 – Modelo Inversor VSI.



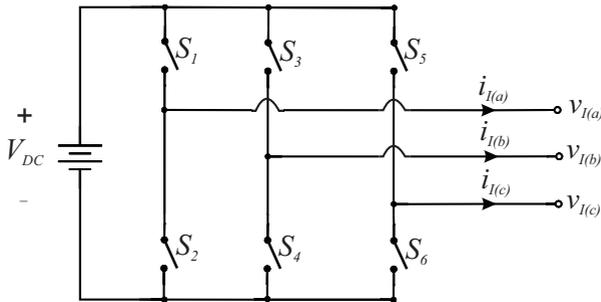
Fonte: Autoria Própria (2018).

A abordagem utilizada para a modelagem do inversor é feita a partir do modelo médio que descreve seu funcionamento, seguindo a mesma metodologia utilizada por Machado (2016) e Andreta (2014), já consagrada na literatura. A técnica de representação de conversores de potência pelo modelo médio da comutação favorece a análise e simulação do conversor, além de auxiliar na avaliação intuitiva do circuito

que está sendo estudado (SANDERS; VERGHESE, 1991).

Em primeiro momento, os elementos do filtro LCL são deixados de lado, a fim de atentar somente aos interruptores de comutação associadas no circuito. Uma avaliação inicial do inversor VSI pode ser feita substituindo os *IGBTs* por interruptores ideais. A Figura 2.4 apresenta o inversor com essa primeira proposição.

Figura 2.4 – Inversor VSI com interruptores ideais.



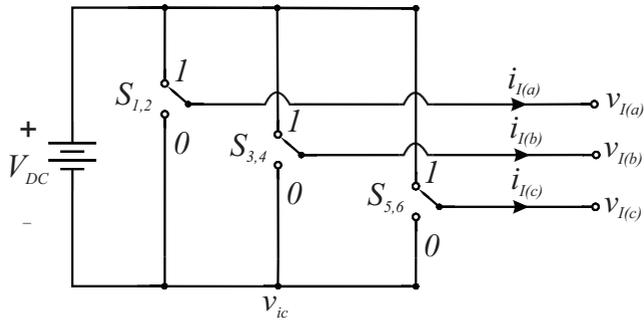
Fonte: Autoria Própria (2018).

Conhecendo a lógica de comutação dos interruptores para o sistema de modulação em dois níveis, sabe-se que dois interruptores em um mesmo ramo não devem conduzir corrente ao mesmo tempo, algo que, caso acontecesse, causaria um curto-circuito sobre a fonte de tensão. Desta maneira, é possível representar os interruptores do conversor como uma função binária da comutação dos interruptores de um mesmo braço. A Figura 2.5 ilustra a comutação de cada braço do inversor de acordo com o modelo descrito.

Com intuito de obter uma equação que descreva o funcionamento dos interruptores, é possível definir matematicamente, uma função $s_{x,y}(t)$ que descreve a comutação do interruptor $S_{x,y}$ em determinado momento de tempo. Neste modelo, $S_{x,y}$ representa um interruptor binário pertencente ao braço a , b ou c do inversor.

Define-se também, S_x como a representação dos interruptores

Figura 2.5 – Inversor VSI com modelo de interruptores binários.



Fonte: Autoria Própria (2018).

superiores em cada ramo do inversor e S_y como os interruptores inferiores dos ramos. A função $s_{xy}(t)$, deste modo, pode ser interpretada por (2.3)

$$s_{xy(a,b,c)}(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } S_x \text{ está bloqueado e } S_y \text{ está conduzindo} \\ 1, & \text{se } S_x \text{ está conduzindo e } S_y \text{ está bloqueado} \end{cases} \quad (2.3)$$

A partir de (2.3) obtém-se uma igualdade, representada em (2.4), que define a tensão $v_{I(a,b,c)}$ na saída como uma função da tensão de entrada.

$$v_{I(a,b,c)} = s_{xy} \cdot V_{DC} \quad (2.4)$$

Sabe-se, além disso, que pela modulação por largura de pulsos (PWM), cada interruptor fica em modo de condução por determinada fração de segundo e no restante do tempo permanece bloqueado. O modelo que se deseja obter deve conter apenas o conteúdo em baixa frequência da tensão de saída do conversor. Seguindo a técnica de modelagem, eliminam-se as componentes de alta frequência por meio do

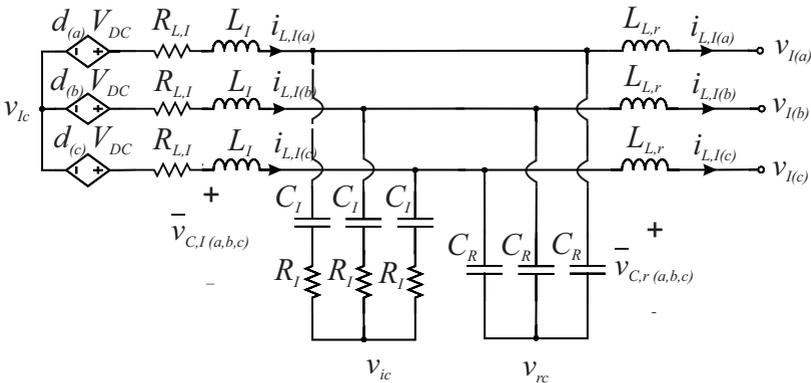
cálculo do valor médio da função de comutação dentro do seu período. Este cálculo é definido por (2.5).

$$d_{(a,b,c)} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t s_{xy}(\tau) d\tau \quad (2.5)$$

Onde T_s é o período de comutação do interruptor.

Desta maneira, é possível apresentar o circuito inversor substituindo os interruptores por fontes de tensão controladas, como ilustrado na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Modelo médio do Inversor VSI com filtro de saída.



Fonte: Autoria Própria (2018).

Para obter a planta completa do sistema controlável, é necessário associar os modelos da rede e do inversor e reduzir o seu equacionamento a uma estrutura capaz de ser manipulada. Com o intuito de simplificar a análise do circuito trifásico, utiliza-se adiante a transformação matemática conhecida como Transformada de *Clarke*. Uma breve descrição será feita na Seção 2.3.

Tabela 2.1 – Parâmetros do Inversor.

$L_{L,r}$	230	⁻H
C_R	9,1	⁻F
L_I	460	⁻H
$R_{L,I}$	1	$m\Omega$
C_I	9,1	⁻F
R_I	7	Ω
<i>Frequência de comutação</i>	20	kHz
<i>Frequência de Saída do Filtro</i>	60	Hz
<i>Potência Nominal</i>	10	kVA

2.3 TRANSFORMADA DE CLARKE

O sistema obtido possui variáveis trifásicas defasadas física e matematicamente em 120° umas em relação às outras. Essas variáveis são representada por vetores a , b e c , tal como apresentado em (2.6).

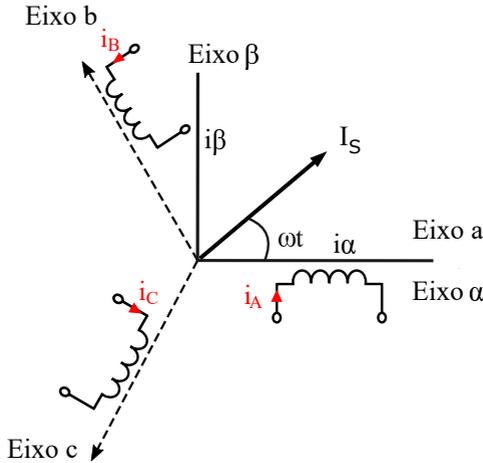
$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= \sqrt{2}V \cos(\omega t) \\
 v_b(t) &= \sqrt{2}V \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\
 v_c(t) &= \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Apesar de o modelo representado matematicamente por vetores defasados de 120° ser fiel às grandezas físicas, este sistema vetorial não é fácil de ser manipulado. Um facilitador para a manipulação dos vetores com essas características é a utilização da Transformada de *Clarke*.

Também conhecida como transformada *alpha-beta-gamma* ($\alpha\beta\gamma$) ou simplesmente transformada de *Clarke*, a seguinte transformada foi proposta por Duesterhoeft, Schulz e Clarke (1951) com o intuito de

transformar sistemas trifásicos, defasados em 120° , em referências ortogonais entre si, tal como pode ser visto na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Transformação abc em $\alpha\beta\gamma$.



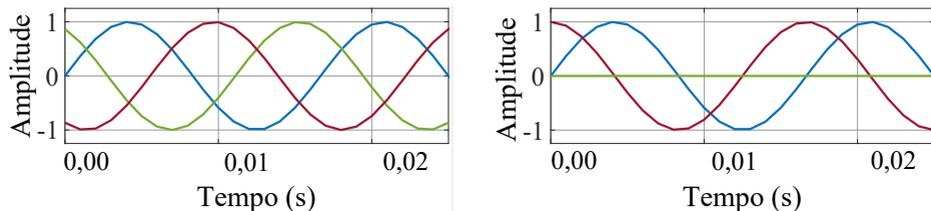
Fonte: Autoria Própria (2018).

Neste sistema de coordenadas, α é a projeção do eixo a , o eixo γ é perpendicular ao plano $\alpha - \beta$ e o eixo β é ortogonal aos outros dois eixos. A matriz que realiza a transformação das coordenadas, de forma a preservar a potência ativa e reativa, é dada por (2.7). Uma boa avaliação da transformada de *Clarke* para um sinal trifásico pode ser feita por comparação na Figura 2.8, que apresenta o mesmo sinal antes e depois da transformação.

$$\mathbf{T}_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

É fácil verificar, aplicando a transformada de (2.7) que as ten-

Figura 2.8 – (a) Sinal trifásico antes da Transformada de *Clarke*; (b) sinal trifásico após a Transformada de *Clarke*.



Fonte: Autoria Própria (2018).

sões resultantes para cada componente são dadas por (2.8). Essa transformação serve para outros sinais, como para correntes trifásicas. Para isso, basta substituir na equação os vetores de tensão por vetores de corrente.

$$\begin{aligned}
 v_{\gamma} &= \frac{v_a + v_b + v_c}{\sqrt{3}} \\
 v_{\alpha} &= \frac{\sqrt{2}v_a - \frac{v_b}{\sqrt{2}} - \frac{v_c}{\sqrt{2}}}{\sqrt{3}} \\
 v_{\beta} &= \frac{v_b - v_c}{\sqrt{2}}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

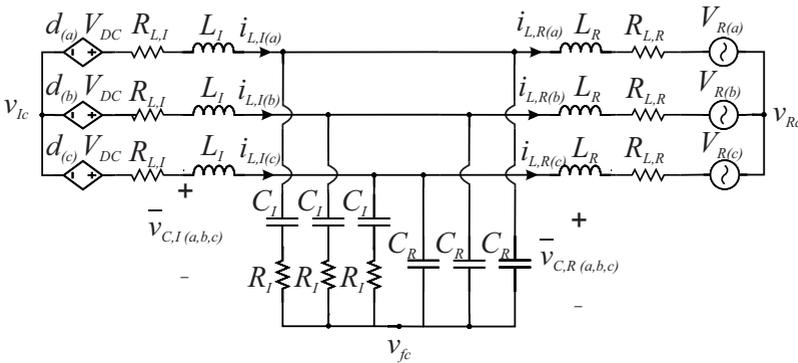
Após a aplicação da matriz transformada nas tensões simétricas e balanceadas em (2.6), a sequência em alpha-beta-gama resulta na relação dada por (2.9).

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha} &= \sqrt{3}V \cos(\omega t) \\
 v_{\beta} &= \sqrt{3}V \sin(\omega t) \\
 v_{\gamma} &= 0
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

2.4 ASSOCIAÇÃO DOS MODELOS REDE + INVERSOR

Conhecidas as ferramentas necessárias para a obtenção do modelo matricial da planta, o modelo médio do inversor VSI e o modelo da rede elétrica são combinados em um único circuito. Algumas associações podem ser feitas. Os capacitores C_s são suprimidos em função de serem representativos e os indutores na saída do filtro LCL ($L_{L,r}$) são associados à reatância (X_s) da impedância de interconexão. Por se tratar de duas indutâncias da mesma ordem de grandeza tem-se que $L_R = L_{L,r} + L_S$. Disto obtém-se o esquemático ilustrado na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Circuito da planta do inversor conectado à rede.

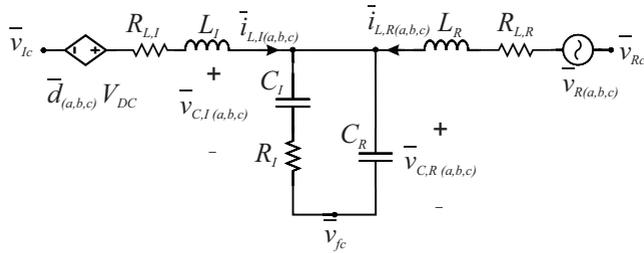


Fonte: Autoria Própria (2018).

Assim como proposto por Machado (2016) e Ortmann (2008), o circuito pode de modo simplificado como é feito na Figura 2.10. Nesta representação, as correntes, tensões e razão cíclica são grandezas vetoriais e as variáveis v_{Rc} , v_{Ic} e v_{fc} são pontos de tensão comum entre as fases do sistema.

Este circuito simplificado pode ser representado pelo Sistema de equações diferenciais em (2.10).

Figura 2.10 – Circuito simplificado da planta do inversor conectado à rede.



Fonte: Autoria Própria (2018).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \mathbf{L}_R \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{L,R(a,b,c)} = \mathbf{V}_{R(a,b,c)} - \mathbf{R}_{L,R} \mathbf{I}_{L,R(a,b,c)} \\
 \quad - \mathbf{V}_{C,R(a,b,c)} - v_r \mathbf{U}(a,b,c) \\
 \mathbf{L}_I \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{L,I(a,b,c)} = \mathbf{V}_{C,R(a,b,c)} - \mathbf{R}_{L,I} \mathbf{I}_{L,I(a,b,c)} \\
 \quad - V_{DC} \mathbf{D}(a,b,c) - v_i \mathbf{U}(a,b,c) \\
 \mathbf{R}_I \mathbf{C}_R \frac{d}{dt} \mathbf{V}_{C,R(a,b,c)} = \mathbf{V}_{C,R(a,b,c)} - \mathbf{V}_{C,I(a,b,c)} \\
 \mathbf{R}_I \mathbf{C}_I \frac{d}{dt} \mathbf{V}_{C,I(a,b,c)} = R_I \mathbf{I}_{L,R(a,b,c)} - \mathbf{V}_{C,R(a,b,c)} + \mathbf{V}_{C,I(a,b,c)} \\
 \quad - \mathbf{R}_I \mathbf{I}_{L,I(a,b,c)}
 \end{array} \right. \quad (2.10)$$

Em que $v_r = v_{fc} - v_{Rc}$ e $v_i = v_{fc} - v_{Ic}$. No equacionamento, tanto $v_r \mathbf{U}(a,b,c)$ como $v_i \mathbf{U}(a,b,c)$ representam as componentes de tensão em modo comum do sistema. Sendo assim, o modelo é definido

pelos Vetores de (2.11).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_{\mathbf{L},\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} &= \begin{bmatrix} i_{L,R(a)} \\ i_{L,R(b)} \\ i_{L,R(c)} \end{bmatrix} & \mathbf{I}_{\mathbf{L},\mathbf{I}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} &= \begin{bmatrix} i_{L,I(a)} \\ i_{L,I(b)} \\ i_{L,I(c)} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{V}_{\mathbf{C},\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} &= \begin{bmatrix} v_{C,R(a)} \\ v_{C,R(b)} \\ v_{C,R(c)} \end{bmatrix} & \mathbf{V}_{\mathbf{C},\mathbf{I}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} &= \begin{bmatrix} v_{C,I(a)} \\ v_{C,I(b)} \\ v_{C,I(c)} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{V}_{\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} &= \begin{bmatrix} v_{R(a)} \\ v_{R(b)} \\ v_{R(c)} \end{bmatrix} & \mathbf{U}_{(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} &= \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} & \mathbf{D}_{(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} &= \begin{bmatrix} d_{(a)} \\ d_{(b)} \\ d_{(c)} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{R}_{\mathbf{L},\mathbf{I}} = R_{L,I} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{L}_{\mathbf{I}} = L_I \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{C}_{\mathbf{I}} = C_I \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{R}_{\mathbf{I}} = R_I \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{C}_{\mathbf{R}} = C_R \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{L}_{\mathbf{R}} = L_R \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Aplicando a Transformada de *Clarke* na primeira igualdade de (2.10), obtém-se a equação (2.12).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L}_{\mathbf{R}} \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{\mathbf{c}} \cdot \mathbf{I}_{\mathbf{L},\mathbf{R}(\alpha\beta)}(t) &= \mathbf{T}_{\mathbf{c}} \cdot \mathbf{V}_{\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} - \mathbf{T}_{\mathbf{c}} \cdot \mathbf{R}_{\mathbf{L},\mathbf{R}} \mathbf{I}_{\mathbf{L},\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} \\
 &\quad - \mathbf{T}_{\mathbf{c}} \cdot \mathbf{V}_{\mathbf{C},\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} - v_r \mathbf{U}_{(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} \tag{2.12}
 \end{aligned}$$

Multiplicando-se (2.12) por $\mathbf{T}_{\mathbf{c}}^{-1}$ obtém-se (2.13).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L}_{\mathbf{R}} \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{\mathbf{c}} \cdot \mathbf{I}_{\mathbf{L},\mathbf{R}(\alpha\beta)}(t) &= \mathbf{V}_{\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} - \mathbf{R}_{\mathbf{L},\mathbf{R}} \mathbf{I}_{\mathbf{L},\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} \\
 &\quad - \mathbf{V}_{\mathbf{C},\mathbf{R}(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} - v_r \mathbf{T}_{\mathbf{c}}^{-1} \cdot \mathbf{U}_{(\mathbf{a},\mathbf{b},\mathbf{c})} \tag{2.13}
 \end{aligned}$$

Verifica-se, na última componente de (2.13), que a tensão comum aos eixos a , b e c , em termos vetoriais, pertence apenas ao eixo γ

e (2.19).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L,R}}{L_R} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_R} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_{L,I}}{L_I} & 0 & \frac{1}{L_I} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{R_I C_I} & \frac{1}{R_I C_I} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_R} & \frac{-1}{C_R} & \frac{1}{R_I C_R} & \frac{-1}{R_I C_R} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{L,R}}{L_R} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_R} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{L,I}}{L_I} & 0 & \frac{1}{L_I} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_I C_I} & \frac{1}{R_I C_I} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & \frac{-1}{C_R} & \frac{1}{R_I C_R} & \frac{-1}{R_I C_R} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_R} & 0 & 0 \\ \frac{-V_{DC}}{L_I} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_R} \\ 0 & 0 & \frac{-V_{DC}}{L_I} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Onde as variáveis de estado do sistema modelado são dadas no vetor representado por (2.20) e as entradas do modelo no espaço de

estados são dadas pelo vetor de (2.21). As saídas do modelo no espaço de estados são dadas pelo vetor de (2.22).

$$\mathbf{x}(t) = [i_{LR\alpha} \quad i_{LI\alpha} \quad V_{CI\alpha} \quad V_{CR\alpha} \quad i_{LR\beta} \quad i_{LI\beta} \quad V_{CI\beta} \quad V_{CR\beta}]^T \quad (2.20)$$

$$\mathbf{u}(t) = [V_{R\alpha} \quad d_\alpha \quad V_{R\beta} \quad d_\beta]^T \quad (2.21)$$

$$\mathbf{y}(t) = [i_{LR\alpha} \quad i_{LR\beta}]^T \quad (2.22)$$

O modelo descrito no espaço de estados tem a sua estrutura final representada em (2.23).

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (2.23)$$

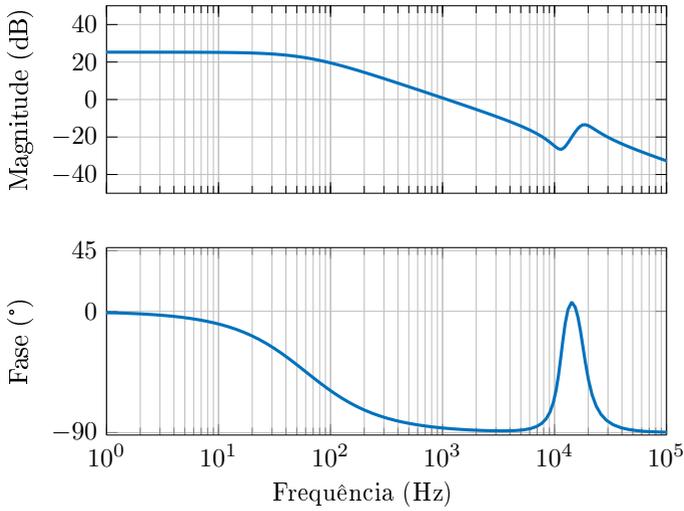
A função de transferência do sistema pode ser definida por (2.24).

$$f(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (2.24)$$

2.6 ANÁLISE EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA MODELADO

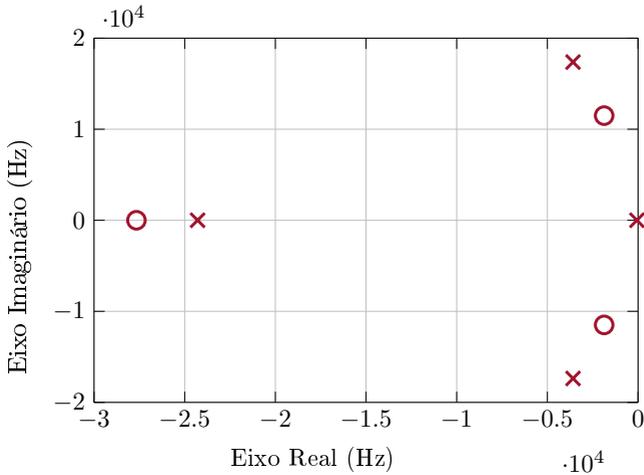
Com o objetivo de verificar a estabilidade e a fim de determinar requisitos para futuro projeto do controlador de corrente, é necessário realizar uma análise em frequência para o sistema modelado. Com base nisso, foram obtidos os diagramas de Bode referente à relação entrada ($\mathbf{u}(t)$) tensão ($V_{R\alpha\beta}$) e saída ($\mathbf{y}(t)$) em corrente do inversor ($i_{LR\alpha\beta}$), que é a relação de interesse para o controle de corrente da planta. Esses diagramas são apresentados graficamente pela Figura 2.11. O gráfico da Figura 2.12 apresenta os polos e zeros próprios do modelo físico do sistema.

Figura 2.11 – Diagrama de Bode da relação de entrada por saída considerada.



Fonte: Autoria Própria (2018).

Figura 2.12 – Mapa de Zeros e Polos.



Fonte: Autoria Própria (2018).

Do primeiro gráfico, na Figura 2.11, verifica-se que a relação entrada-saída considerada é estável e passível de ser controlada. O diagrama permite determinar a distância do sistema à condição de instabilidade.

O fato de que para essa relação de entrada e saída o diagrama de Bode indica um estado de estabilidade, não é suficiente para afirmar que para os outras demais relações de estados da planta Inversor + Rede, o sistema seja estável. Para determinar se o sistema é inerentemente estável, seria necessário analisar os diagramas de Bode correspondentes a essas demais relações e utilizar outras técnicas e metodologias como realizado por Machado (2016). Apesar disso, para o controle de corrente conforme as características propostas, essa análise atende o propósito.

Acerca do gráfico da Figura 2.12 é possível notar que a planta tem um polo em baixa frequência (60 Hz), perto da origem. Esse polo é característica própria do indutor $L_{L,r}$ do filtro LCL. O polo em menor frequência requer um maior cuidado no projeto do controlador devido ao risco de instabilidade.

2.7 CONCLUSÃO

Este capítulo teve por objetivo apresentar uma modelagem do sistema ao qual deseja ser implementado um controle de corrente. A modelagem do inversor, com modulação PWM de dois níveis, foi realizada de acordo com a metodologia clássica de análise do circuito por modelo médio. A ferramenta da transformada de *Clarke* exige pequeno esforço computacional, é passível de ser implementada de maneira simples e foi capaz de reduzir a complexidade do circuito modelado.

O modelo do sistema obtido, descrito no espaço de estados, facilita observação da influência que cada variável interna tem no sistema. Conforme os diagramas obtidos na análise em frequência verificou-se que o sistema modelado é estável o que, de certa forma, facilita o projeto do controlador de corrente. Ainda assim, o seguimento à referência

pelo controlador só será possível com base na modelagem da planta realizada nesse capítulo. Desta forma, as características próprias do modelo serão a base para o projeto do controlador de corrente no Capítulo 3.

3 Controle de Corrente

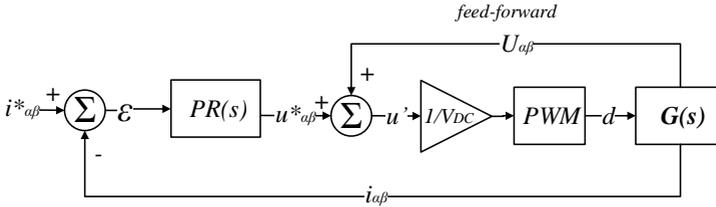
O projeto do regulador de tensão precisa ter uma característica de adaptação do inversor, quanto ao fornecimento de energia, para com a Microrrede. Toda e qualquer adaptação de um sistema, sem fonte externa de comunicação, somente é possível por meio de um sistema de controle capaz de seguir uma referência imposta, ou seja, a função da malha de controle de corrente é controlar a corrente de saída do inversor seguindo um parâmetro de corrente imposto. Tal função permite ao sistema inversor suprir, com um fluxo de potência reativa, os desníveis de tensão na Microrrede.

A característica e o comportamento dinâmico do sistema modelado no Capítulo 2 é dada basicamente pelo filtro LCL. Entretanto, é notável, de acordo com a Figura 2.11, que o filtro LCL introduz a ressonância. Esse fator deixa o sistema pouco amortecido e pode causar problemas de instabilidade (Nascimento F^o et al., 2014). A variação de tensão na saída do inversor não somente afeta a qualidade da energia fornecida como também degrada o funcionamento do próprio inversor. Um compensador adequado garante o controle e a estabilidade ao sistema.

As qualidades desejadas do sistema controlador em malha fechada são o seguimento à referência e a rejeição à perturbação. Esse capítulo, em vista disso, propõe o projeto de um controlador do tipo proporcional-ressonante. Esse controlador deve ser capaz de impor uma referência dinâmica de corrente condicionada pelas faltas na tensão da Microrrede. Uma visão geral do sistema de controle em malha fechada

proposto é apresentado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Malha de controle de corrente.



Fonte: Autoria Própria (2018).

3.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE

Controladores de corrente do tipo PI (proporcional integral) são mais utilizados em conversores trifásicos, principalmente pela sua simplicidade e extensa literatura desenvolvida a partir dele. Entretanto, a capacidade do compensador PI em seguir uma referência senoidal é limitada e os compensadores do tipo proporcional-ressonante (PR) oferecem melhor performance neste caso (TEODORESCU et al., 2006).

O controlador do tipo proporcional-ressonante surge como uma alternativa para o projeto. Compensadores desse tipo, proporcionam um ganho infinito na frequência de ressonância à qual são projetados. Para evitar problemas de estabilidade associados ao ganho infinito, um fator de amortecimento pode ser adicionado para tornar o ganho finito, ainda que consideravelmente alto. A equação (3.1) descreve o controlador PR.

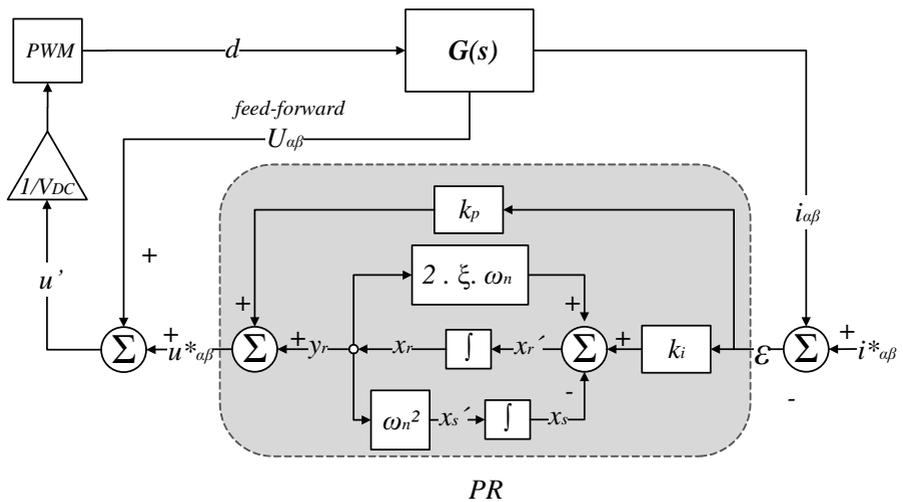
$$C_{PR}(s) = k_p + \frac{k_i \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \xi_n \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.1)$$

A frequência angular de ressonância é representada pela variável ω_n . Nessa frequência o controlador apresenta ganho elevado, garantindo uma ótima rejeição à perturbações em frequências desse valor

quando implementado em malha fechada. Além disso, o sistema com controlador ressonante, pelo princípio do modelo interno, tende a apresentar erro nulo em regime permanente para sinais na mesma frequência do controlador. A constante de amortecimento é representada pela variável ξ_n e limita o ganho no compensador, tal como dito anteriormente.

É possível representar o controle de corrente, utilizando compensador PR, pelo diagrama de blocos representado pela Figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama de controle utilizando o compensador Proporcional Ressonante



Fonte: Autoria Própria (2018).

Com base no diagrama da Figura 3.2, as equações diferenciais que descrevem o controlador PR são dadas pelo sistema de equações apresentado em (3.2).

$$\begin{cases} \frac{dx_r}{dt} = 2 \cdot \xi_n \omega_n x_r - x_s + k_i \cdot \varepsilon \\ \frac{dx_s}{dt} = \omega_n^2 \cdot x_r \\ u^* = x_r + k_p \cdot \varepsilon \end{cases} \quad (3.2)$$

O modelo do controlador no Espaço de Estados, é obtido por meio de (3.3) e (3.4).

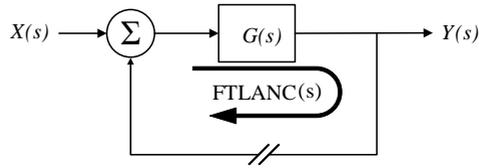
$$\begin{bmatrix} \frac{dx_r}{dt} \\ \frac{dx_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot \xi_n \omega_n & -1 \\ \omega_n^2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_r \\ x_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_i \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \varepsilon \quad (3.3)$$

$$u^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_r \\ x_s \end{bmatrix} + k_p \cdot \varepsilon \quad (3.4)$$

3.2 DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DO CONTROLADOR

Para a obtenção dos parâmetros do controlador, considera-se primeiramente a função de transferência de laço aberto que relaciona a variável a ser controlada. Para a obtenção dos parâmetros do controlador, considera-se um sistema qualquer, genérico, $G(s)$ a ser controlado. O projeto do compensador, desta maneira, é realizado analisando primeiramente a Função de Transferência de Laço Aberto Não-Compensada do sistema (FTLANC) que é representada pelo diagrama da Figura 3.3.

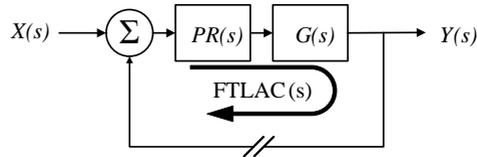
Figura 3.3 – Função de Transferência em Laço Aberto Não-Compensada (FTLANC).



Fonte: Autoria Própria (2018).

Ao introduzir o compensador, como uma função de transferência conhecida $PR(s)$, em cascata com a malha da planta do sistema, obtém-se uma nova representação para o sistema realimentado. A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle depois da inserção do controlador.

Figura 3.4 – Função de Transferência em Laço Aberto Compensada (FTLAC).



Fonte: Autoria Própria (2018).

A representação com base na resposta em frequência é dada, portanto, por (3.5).

$$FTLAC(\omega) = PR(\omega)FTLANC(\omega) \quad (3.5)$$

Por ser uma função complexa, pode-se representar (3.5) em função de sua magnitude e fase conforme (3.6) e (3.7).

$$|FTLAC(\omega)| = |PR(\omega)||FTLANC(\omega)| \quad (3.6)$$

$$\angle FTLAC(\omega) = \angle PR(\omega) + \angle FTLANC(\omega) \quad (3.7)$$

Com o propósito de definir a largura de banda do controlador e de modo a garantir uma margem de fase ao sistema controlado, algumas condições devem ser satisfeitas. Para que a FTLAC cruze pelo zero na frequência de cruzamento escolhida é necessário que (3.8) seja atendida. A margem de fase do sistema é obtida satisfazendo (3.9). Por consequência, obtém-se as condições dadas por (3.10) e (3.11).

$$|FTLAC(\omega_c)| = 1 \quad (3.8)$$

$$M_\phi = 180 + \angle FTLAC(\omega_c) \quad (3.9)$$

$$\angle PR(\omega) = M_\phi - 180 - \angle FTLANC(\omega) \quad (3.10)$$

$$|PR(\omega)| = \frac{1}{|FTLANC(\omega)|} \quad (3.11)$$

Uma maneira alternativa de representar o controlador PR é reescrevendo (3.1) a dada condição em que $k_c = k_p$ e $\omega_x = \frac{k_i}{k_p}$. Nesta forma, o controlador fica descrito, no domínio da frequência, por (3.12).

$$PR(s) = k_c \cdot \left(1 + \frac{\omega_x \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \xi_n \omega_n s + \omega_n^2} \right) \quad (3.12)$$

Alguns parâmetros precisam ter seus valores escolhidos a fim de atender aos requisitos de projeto do controlador PR. Os parâmetros que devem ser escolhidos arbitrariamente são: margem de fase, o fator de amortecimento ξ_n e a frequência de ressonância ω_n . Para um frequência de cruzamento ω_c em 800 Hz, os demais parâmetros escolhidos são listados abaixo no Sistema de Equações 3.13.

$$\begin{cases} M_\phi = 60 \cdot \frac{\pi}{180} \\ \xi_n = 0,07 \\ \omega_n = 2\pi \cdot 60 \end{cases} \quad (3.13)$$

Manipulando a equação de (3.12) de forma a atender as condições de (3.10) e (3.11), obtém-se os parâmetros de ω_x e k_c . Nota-se que o polo inserido junto ao fator de amortecimento não é considerado no cálculo dessas equações, em razão de que sua influência se deve à uma não-idealidade inserida ao controlador, de modo que não deve induzir alteração no projetos dos parâmetros principais do controlador.

$$\omega_x = \frac{(\omega_n^2 - \omega_c^2)}{\omega_c} \tan(M_\phi - 180 - \angle FTLANC(\omega_c)) \quad (3.14)$$

$$k_c = \frac{1}{|FTLANC(\omega_c)| \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega_x^2 \omega_c^2}{(\omega_n^2 - \omega_c^2)^2}}} \quad (3.15)$$

Sendo $k_{i_n} = k_c \cdot \omega_x$.

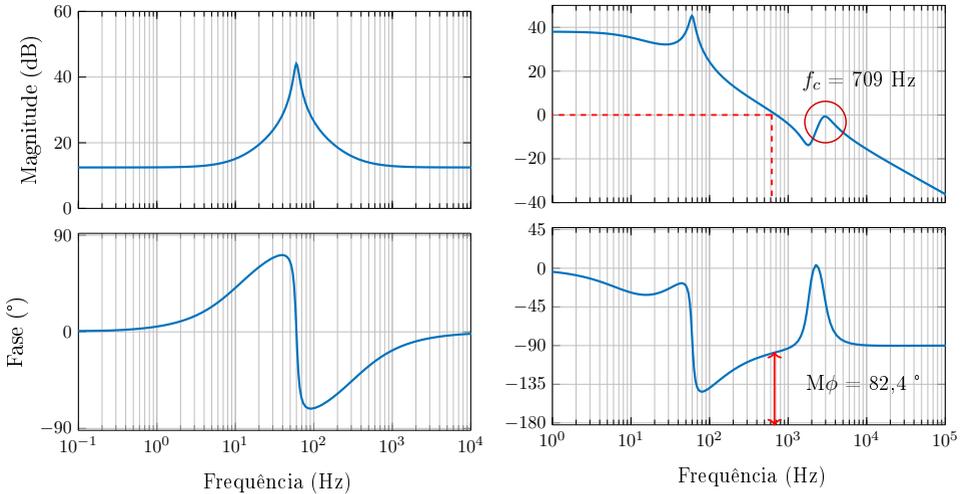
Para este projeto, após o sistema compensado, obteve-se os parâmetros $\omega_x = 3106,5$ e $k_c = 4,35$ para cada relação de entrada por saída, visto que são duas entradas de corrente e duas saída em tensão. Desta maneira, o controlador PR é descrito de acordo com o equacionamento em espaços de estados dado pelas Equações 3.16 e 3.17, conforme demonstrado por Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011).

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_\alpha}{dt} \\ \frac{dx_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A\alpha & 0 \\ 0 & A\beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x\alpha \\ x\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B\alpha & 0 \\ 0 & B\beta \end{bmatrix} \cdot \bar{u}(t) \quad (3.16)$$

$$y_r = \begin{bmatrix} C\alpha & 0 \\ 0 & C\beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x\alpha \\ x\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D\alpha & 0 \\ 0 & D\beta \end{bmatrix} \cdot \bar{u}(t) \quad (3.17)$$

Os diagramas de Bode do controlador PR e da FTLAC são mostrados na Figura 3.5. Para os ganhos calculados e demais especificações escolhidas, a frequência de cruzamento obtida para o sistema FTLAC foi $f_c = 709$ Hz com uma margem de fase igual a $M_\phi = 82,4^\circ$.

Figura 3.5 – (a) PR(s); (b) FTLAC(s).



Fonte: Autoria Própria (2018).

É possível notar no gráfico superior direito da Figura 3.5 uma situação, apontada pelo círculo vermelho, que requer atenção. Esse ponto da ressonância indicado deve estar para a maior indutância de rede esperada. Qualquer alteração em algum parâmetro da planta, tal como a impedância da rede, pode levar a mais de um cruzamento pelo zero do diagrama de Bode, o que caracteriza um clássico problema de estabilidade para o sistema.

3.3 CONCLUSÃO

Neste Capítulo, foi apresentada a motivação para escolha e projeto dos parâmetros do controlador de corrente. O compensador

proporcional-ressonante (PR) foi escolhido em função da sua performance, visto que seu desempenho consegue atender o seu propósito. O projeto de controlador foi feito buscando a estabilidade do sistema com uma resposta rápida no seguimento à referência imposta.

Na análise gráfica pela Figura 3.5 foi possível verificar que condições de margem de fase e frequência cruzamento apresentaram-se adequadas, atentando quanto à ressonância própria do sistema modelado que margeia o cruzamento pelo zero do diagrama.

4 Estratégia de Síntese das Referências de Corrente

Na Figura 3.2 foi mostrado um Diagrama de controle de corrente para o sistema alimentado por uma referência de corrente. O compensador projetado tem a função de seguir essa referência e rejeitar a perturbação. De todo modo, é necessário que essa referência seja fornecida e que seja adequada ao propósito final do projeto que é a regulação de tensão da Microrrede.

A referência de corrente, assim sendo, é dependente da variação de tensão em função da carga. O inversor busca fornecer ou consumir corrente reativa com magnitude suficiente para suprir essa variação da tensão. Entretanto, a corrente reativa suprida deve ter um fator e fase puramente capacitivo ($+90^\circ$) ou puramente indutivo (-90°) em relação à tensão imposta pela rede. Por esse motivo, o fator sincronismo da corrente para com esse fator de fase, tem um papel fundamental para a geração da referência. Esse sincronismo será realizado utilizando a técnica de controle conhecida por *Phase-Locked Loop* (PLL).

A Figura 4.1 apresenta o diagrama da metodologia proposta para síntese da referência de corrente.

A estrutura utilizada emprega o SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame PLL*) com uma pré-filtragem do sinal baseada em um método de processamento de sinais chamado por Cancelamento dos Sinais Atrasados (DSC). O SRF-PLL, por si só, apresenta bons resultados quando a entrada do PLL possui distorção harmônica em componentes de mais alta frequência, reduzindo a largura de banda e atenuando estas harmônicas. Ainda assim, o SRF-PLL não apresenta resultados bons em condições de desbalanço e na presença de harmônicas de baixa ordem (NEVES et al., 2010). A grande vantagem do método GDSC (*Generalized Delayed Signal Cancelation*) é que este realiza todo o processo sem demandar grande esforço computacional, o que garante um rápido sincronismo do subsistema para com a referência.

4.1.1 Operador GDSC

A metodologia empregada baseia-se na aplicação da transformada de *Fortescue* diante de um sinal com componentes fundamental e harmônicas conhecidas. Pelo fato de que as componentes simétricas da tensão da rede são sensíveis às harmônicas, o emprego da transformada é orientado a eliminar as componentes harmônicas específicas por uma série de operações matemáticas (NEVES et al., 2010).

Como visto anteriormente, é possível representar quaisquer sinais trifásicos estacionários conforme a transformada de *Clarke* apresentada na Seção 2.3 por (2.7). Eliminando o efeito da componente de sequência zero da transformada de *Fortescue*, as parcelas harmônicas h_{th} são obtidas resolvendo-se (4.1), onde $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

$$\begin{bmatrix} \bar{s}_{\alpha\beta-}^{(h)} \\ \bar{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{T}_c \cdot \begin{bmatrix} s_a^{(h)} \\ s_b^{(h)} \\ s_c^{(h)} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Sabe-se, no entanto, pelo Teorema de *Fortescue*, que a soma das componentes de sequência positiva, negativa e homopolar, resulta

em zero. De posse dessa afirmativa, obtém-se (4.2), que permite representar o vetor estacionário $\alpha\beta$ do sinal harmônico a partir de (4.3).

$$\bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \bar{s}_{\alpha\beta-}^{(h)} + \bar{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} \quad (4.2)$$

$$\bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} \left(s_a^{(h)} + s_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (4.3)$$

Um atraso do sinal igual a θ radianos (deslocamento de fase) em relação à frequência fundamental é representado, tal como conhecido pelas teorias desenvolvidas em processamento de sinais, por (4.4).

$$\bar{s}_{\alpha\beta-\theta}^{(h)} = \bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} e^{-jh\theta} \quad (4.4)$$

A transformação matemática proposta por Neves et al. (2010) propõe um cancelamento de componentes harmônicas específicas pela combinação dos vetores original e atraso conforme (4.5).

$$\bar{s}_{\alpha\beta T}^{(h)} = \bar{a} \bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} + \bar{a} e^{j\theta_1} \bar{s}_{\alpha\beta-\theta}^{(h)} \quad (4.5)$$

A equação (4.5) também pode ser representada tal como (4.6).

$$\begin{aligned} \bar{s}_{\alpha\beta T}^{(h)} &= \bar{a} \cdot \underbrace{(1 + e^{j\theta_1} e^{-jh\theta})}_{\bar{G}^{(h)}} \cdot \bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} \\ &= \bar{G}^{(h)} \cdot \bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Os parâmetros \bar{a} e θ_1 de (4.6) devem ser determinados de forma a eliminar as componentes harmônicas de ordem $h = h_{th} \pm kn$ de acordo com (4.7). As componentes harmônicas são por fim eliminadas enquanto $\bar{G}^{(h_{th} \pm kn)} = 0$. A constante complexa \bar{a} é escolhida de modo que garanta

um ganho unitário $\overline{G}^{(h=1)}$. Sendo assim, escolhe-se \bar{a} de acordo com (4.8).

$$(1 + e^{j\theta_1} e^{-j(h=h_{th} \pm kn)}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} \angle = \frac{360^\circ}{k} \\ \angle_1 = \theta_{h_{th}} + 180^\circ \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\bar{a} = \frac{1}{1 + e^{j(\angle_1 - \angle)}} \quad (4.8)$$

Algumas harmônicas conhecidas e comuns podem ser canceladas aplicando as condições de (4.7) em (4.6). Desta forma, para cada transformação em cascata do sistema dado pela Figura 4.2 há um ganho correspondente. Este ganho, para cada transformada é dado por (4.9) - (4.13).

$$h_A = 0 \pm 2n \rightarrow \begin{cases} \angle = 180^\circ \\ \angle_1 = 180^\circ \end{cases} \quad \overline{G}_A^{(h)} = \frac{1}{2}(1 + e^{j180^\circ(1-h)}) \quad (4.9)$$

$$h_B = 3 \pm 6n \rightarrow \begin{cases} \angle = 60^\circ \\ \angle_1 = 0^\circ \end{cases} \quad \overline{G}_B^{(h)} = \frac{\sqrt{3}}{3} e^{j30^\circ} (1 + e^{-j60^\circ h}) \quad (4.10)$$

$$h_C = 5 \pm 6n \rightarrow \begin{cases} \angle = 60^\circ \\ \angle_1 = 120^\circ \end{cases} \quad \overline{G}_C^{(h)} = \frac{\sqrt{3}}{3} e^{-j30^\circ} (1 + e^{j60^\circ(2-h)}) \quad (4.11)$$

$$h_D = 7 \pm 12n \rightarrow \begin{cases} \angle = 30^\circ \\ \angle_1 = 30^\circ \end{cases} \quad \overline{G}_D^{(h)} = \frac{1}{2}(1 + e^{j30^\circ(1-h)}) \quad (4.12)$$

$$h_E = 13 \pm 24n \rightarrow \begin{cases} \angle = 15^\circ \\ \angle_1 = 15^\circ \end{cases} \quad \overline{G}_E^{(h)} = \frac{1}{2}(1 + e^{j15^\circ(1-h)}) \quad (4.13)$$

Retornando à transformação matemática proposta em (4.5) e separando nas suas componentes em α e β , obtêm-se o vetor transformado, dado matricialmente pela operação apresentada em (4.14),

conforme demonstrado por Neves et al. (2010), onde $a_1 = \Re(\bar{a})$, $a_2 = \Im(\bar{a})$, $b_1 = \Re(\bar{a}e^{j\hat{\omega}t})$ e $b_2 = \Im(\bar{a}e^{j\hat{\omega}t})$.

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha T} \\ s_{\beta T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha} \\ s_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & -b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha-} \\ s_{\beta-} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

As transformações A , B , C , D e E são implementadas conforme (4.14) e são apresentadas na Figura 4.3.

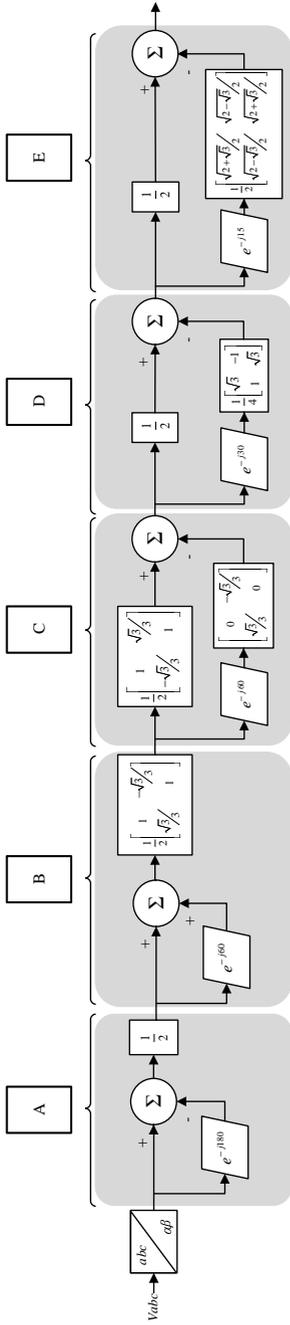
Para verificar o desempenho da técnica de processamento e filtragem do sinal por cancelamento de sinais atrasados (GDSC) foi realizada uma simulação do sistema de transformações matemáticas representado pela Figura 4.3. Considerou-se uma condição hipotética de uma rede trifásica desbalanceada e com harmônicas de 3ª e 7ª ordem variando ao longo do tempo. Destas condições, os gráficos que representam a entrada do sinal após a transformada $\alpha\beta$ e a saída do mesmo sinal depois das transformações do GDSC é apresentado na Figura 4.4.

4.1.2 SRF-PLL

Existem algumas estratégias para a implementação do SRF-PLL como revisado por Golestan e Guerrero (2015). Entretanto, diferentemente das demais, no GDSC-PLL a filtragem das harmônicas de alta ordem é realizada anteriormente à detecção da fase, em uma única etapa de processamento do sinal pelas transformações matemáticas do GDSC. Assim sendo, o SRF-PLL tem a função de detectar com precisão a frequência angular e gerar um sinal de fase como saída do PLL.

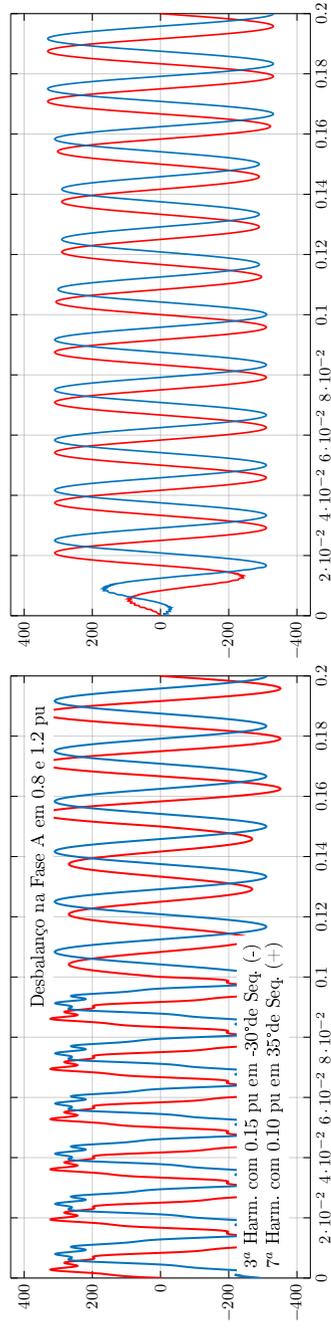
O SRF-PLL faz uso da transformada proposta por *Park* que pode ser interpretada como uma rotação da transformada de *Clarke* apresentada na seção 2.3. Nessa, as variáveis resultantes da transformada relacionam-se com as variáveis α e β conforme a matriz transfor-

Figura 4.3 – Operações matemáticas do GDSC-PLL.



Fonte: Autoria Própria (2018).

Figura 4.4 – Entrada e saída do GDSC.



Fonte: Autoria Própria (2018).

mação dada em (4.15).

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\cdot) & \text{sen}(\cdot) \\ -\text{sen}(\cdot) & \cos(\cdot) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Pela realimentação do sinal de fase, caso o sinal de saída \cdot' for suficientemente próximo à fase θ resultado da saída do GDSC, conforme demonstrado por Nascimento et al. (2013) as variáveis em dq podem ser substituídas pelas expressões de (4.16).

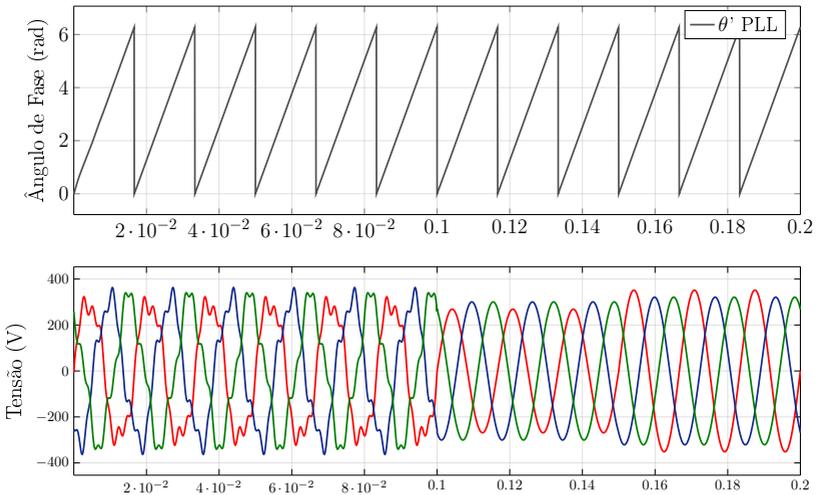
$$\begin{cases} s_d = V \cos(\theta' - \theta) \simeq V s_d = V \\ s_q = s_q = V \text{sen}(\theta' - \theta) \simeq V(\theta' - \theta) \end{cases} \quad (4.16)$$

Seguindo a metodologia explicitada na segunda parte da Figura 4.2, a divisão de s_q pelo módulo das duas componentes resulta em um sinal de erro de fase. Um compensador PI em cascata com o sinal de erro $\Delta\theta$, com um componente integral do PI ainda que pequena, é suficiente para um rastreamento satisfatório da referência no sistema.

4.1.3 Resultados PLL

Considerando as mesmas condições de desbalanceamento e harmônicas dado para a Figura 4.4, a relação de saída e entrada do GDSC-PLL pode ser visto na Figura 4.5. No gráfico superior dessa figura, apresenta-se um sinal que representa, em radianos, o ângulo de fase do sinal de saída do PLL. Seu formato triangular se dá pelo resultado de uma integração de um sinal de frequência, sendo que, ao completar seu período em $2 \cdot \pi$, retorna ao início da sua representação angular. A entrada distorcida e desbalanceada é representada no gráfico inferior da Figura 4.5.

Figura 4.5 – Ângulo de fase na saída do PLL e a função de Entrada.



Fonte: Autoria Própria (2018).

4.2 CONTROLE *DROOP* REATIVO

Resta apenas uma etapa, que consiste na determinação da magnitude dessa corrente, para que se consiga uma referência de corrente passível a ser seguida pela malha de controle. A especificação é realizada por um cálculo resultante da saída de controle da potência reativa do sistema inversor em interface para com a rede elétrica. O controle da potência reativa envolve o cálculo da potência reativa instantânea a qual segue uma referência vinda da curva *Droop* Reativa. Essa curva é projetada, considerando o desempenho do sistema, a partir de limites relacionados à máxima variação de tensão na rede.

De fato, ainda que a teoria de controle por curva *Droop* seja simples, existem algumas metodologias conhecidas para a implementação dessa técnica de controle ao sistema como revisado por Tayab et al. (2017). A metodologia implementada neste trabalho consiste no uso do controle *Droop* convencional que, apesar de ter uma dinâmica

relativamente mais lenta que as demais técnicas, possui uma grande flexibilidade para implementação.

Para a aplicação do controle por *Droop* Reativo, primeiramente, apresenta-se um breve embasamento teórico. Segundo Arulampalam et al. (2004) e conforme as teorias de sistemas de energia já conhecidas, para sistemas predominantemente indutivos (linhas de transmissão e distribuição trifásicas, com a relação de impedância $X \gg R$), o fluxo de potência pode ser representado em termos de tensão sendo enviada (V_s) e recebida (V_r). A potência reativa na linha é dada pela expressão (4.17).

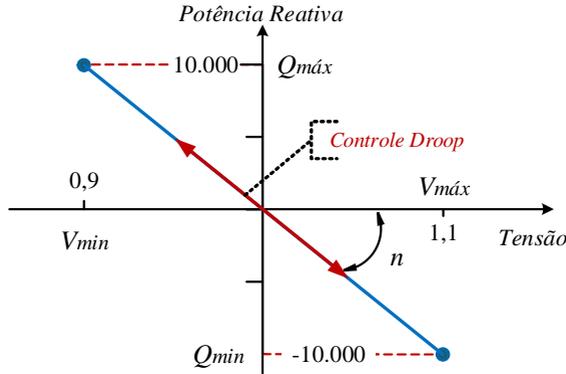
$$Q_s = \frac{V_s^2}{X} - \frac{V_s V_r}{X} \cos(\sigma_s - \sigma_r) \quad (4.17)$$

Considerando um modelo de pequenos sinais, se a diferença ($\sigma_s - \sigma_r$) dos ângulos for suficientemente pequena, tem-se $\cos(\sigma_s - \sigma_r) \cong 1$. Deste modo, (4.17) pode ser reescrita pela aproximação conforme apresentada em (4.18).

$$Q_s \cong \frac{V_s}{X} (V_s - V_r) \quad (4.18)$$

Resumindo, uma vez que Q e V estão relacionados por uma equação linear, é possível regular a tensão pelo simples controle da potência reativa. Assim, a regulação da tensão, como uma função do controle da potência reativa, consiste em achar um ponto de equilíbrio que garanta um compartilhamento adequado e suficiente de energia para o sistema (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Em outras palavras, o controlador *Droop* reativo é expressado pela determinação da potência reativa referente à uma referência de tensão de entrada, por meio da excursão deste ponto da função ao longo da curva *Droop*. Assim o gráfico que representa a operador *Droop* é representado na Figura 4.6.

Como pode ser visto na Figura 4.6, a curva *Droop* Reativa pode

Figura 4.6 – Curva *Droop* reativa.

Fonte: Autoria Própria (2018).

ser representada graficamente por uma reta. Pela conhecida equação da reta e assumindo as características de controle e determinação da potência reativa como mencionado acima, obtém-se (4.19).

$$Q - Q_0 = \eta(V - v_0) \quad (4.19)$$

Visto que η trata da inclinação da reta, é necessário encontrar essa constante η tal, que corresponda aos limites de interesse e capacidade potência capazes de serem supridos pelo inversor. Consta que o inversor consegue suprir um limite de 10 kVA de potência reativa capacitiva ou indutiva para suprir uma máxima variação de $\pm 10\%$ da tensão nominal da rede. Assim, o fator η é dado por (4.20).

$$\eta = \frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{V_{\max} - V_{\min}} = \frac{10000(\text{var}) - (-10000(\text{var}))}{(1.1 - 0.9) \cdot (\sqrt{2} \cdot 220(\text{V}))} = 321,4 \frac{(\text{var})}{(\text{V})} \quad (4.20)$$

Em concordância com o objetivo geral do projeto, para a regulação da tensão, entende-se que o inversor deve fornecer potência

reativa de maneira proporcional à variação da tensão medida na Microrrede, em relação ao valor eficaz nominal (220 V por fase). Mediante essa afirmação, é fácil de entender que a potência reativa de referência calculada por meio da curva *Droop* deve ser descrita por meio de (4.21), sendo $V_{ref} = (\sqrt{2} \cdot 220)V$, a tensão de pico de referência para a rede.

$$Q^* = \eta \cdot (|V_{\alpha\beta}| - V_{ref}) \quad (4.21)$$

A obtenção da potência reativa de referência (Q^*), aliada à medição da potência instantânea fornecida pelo inversor para a planta (Q_{med}), permite implementar um controle de potência reativa (Q) em malha fechada. A simples diferença entre Q^* e Q_{med} fornece um sinal de erro que, em cascata com um controlador, deve resultar na potência reativa proporcional à corrente de referência. O cálculo de Q_{med} será detalhado na explicação sobre a teoria da potência reativa instantânea na Subseção 4.2.2.

O controlador escolhido para o controle em malha fechada da potência reativa é o controlador PI. A escolha dos parâmetros deste não seguiu um projeto analítico formal uma vez que não há, nesta malha de controle, uma apreciável preocupação com a estabilidade do sistema. A isso dedica-se o controle de corrente. No entanto, a escolha dos seus parâmetros tem por base a busca da eliminação do erro estacionário (função da componente integral) e o rápido alcance ao regime permanente (função dedicada à componente proporcional do PI).

A componente proporcional foi escolhida para ter um valor unitário ($k_p = 1$) e a componente integral para ter seu valor $k_i = 0,01$. O fator integral se faz necessário devido à dinâmica lenta da síntese da referência. A equação (4.22) apresenta o formato final do controlador PI.

$$PI(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s} \quad (4.22)$$

4.2.1 Cálculo da Corrente de Saída do Controle por Droop

Como mencionado anteriormente, a potência reativa é diretamente proporcional à magnitude da corrente que deseja-se ter por referência para a malha de controle de corrente. Em suma, a corrente de referência à qual esse capítulo está dedicado é uma corrente essencialmente reativa, de característica capacitiva ou indutiva. Diante disso, algumas aferições podem ser feitas. A primeira delas: a potência reativa para determinada fase “a” em um circuito qualquer é dada por (4.23).

$$Q_a = V_a^{ef} \cdot I_a^{ef} \cdot \text{sen}(\phi) \quad (4.23)$$

A segunda verificação é que, para uma corrente puramente indutiva, o ângulo de fase da corrente é $\phi = \frac{\pi}{2}$ e portanto $\text{sen}(\phi) = 1$. Para esta determinada condição, (4.24) apresenta o desenvolvimento (4.23) onde \hat{V}_a e \hat{I}_a são os valores de pico de tensão e corrente da fase a respectivamente.

$$\begin{aligned} Q_a &= V_a^{ef} \cdot I_a^{ef} \cdot \text{sen}(\phi) \\ &= \frac{\hat{V}_a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{I}_a}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{\hat{V}_a \cdot \hat{I}_a}{2} \quad \Rightarrow \hat{I}_a = \frac{2 \cdot Q_a}{\hat{V}_a} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Sabe-se também que a potência reativa $Q_a = \frac{|Q_{3\phi}|}{3} = \frac{Q}{3}$, que $\hat{V}_a = |V|$ e $\hat{I}_a = |I|$. Assim, a expressão final para o cálculo da corrente de referência como saída do controle *Droop* reativo é dada pela Equação 4.25.

$$|I| = \frac{2 \cdot Q}{3 \cdot |V|} \quad (4.25)$$

4.2.2 Cálculo da Potência Reativa Instantânea

De acordo com a teoria de potência instantânea proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) (conhecida usualmente por Teoria pq), a potência reativa instantânea \mathbf{q} pode ser compreendida como a multiplicação vetorial entre a tensão e a corrente. Para componentes em $\alpha\beta 0$, $\mathbf{q} = [q_\alpha \quad q_\beta \quad q_0]^T$ é dada por (4.26).

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \quad (4.26)$$

Sabe-se ainda que as coordenadas $\alpha\beta 0$ são resultados da transformação de *Clarke* e, portanto, (4.26) pode ser expressada de acordo com (4.27).

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = (\mathbf{T}_c \cdot \mathbf{v}_{abc}) \times (\mathbf{T}_c \cdot \mathbf{i}_{abc}) = \mathbf{T}_c \mathbf{q}_{abc} \quad (4.27)$$

Ainda, é conhecido que $q = \|\mathbf{q}\| = \sqrt{q_a^2 + q_b^2 + q_c^2}$ e que, em termos absolutos, o produto vetorial de 4.26 pode ser expressado pela Equação 4.28.

$$q = \|\mathbf{q}\| = \mathbf{v}_\alpha \mathbf{i}_\beta - \mathbf{v}_\beta \mathbf{i}_\alpha \quad (4.28)$$

Substituindo os vetores das componentes α e β com base em (2.8) do Capítulo 2, a expressão de $\|\mathbf{q}\|$ pode ser desenvolvida tal como em (4.29).

$$\begin{aligned} q_{\alpha\beta 0} = q_{abc} &= \underbrace{\frac{\sqrt{2}v_a - \frac{v_b}{\sqrt{2}} - \frac{v_c}{\sqrt{2}}}{\sqrt{3}}}_{v_\alpha i_\beta} \underbrace{\frac{i_b - i_c}{\sqrt{2}}}_{v_\beta i_\alpha} - \underbrace{\frac{v_b - v_c}{\sqrt{2}}}_{v_\beta i_\alpha} \underbrace{\frac{\sqrt{2}i_a - \frac{i_b}{\sqrt{2}} - \frac{i_c}{\sqrt{2}}}{\sqrt{3}}}_{v_\alpha i_\beta} \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} [i_a(v_c - v_b) + i_b(v_a - v_c) + i_c(v_b - v_a)] \end{aligned} \quad (4.29)$$

As teorias de circuitos trifásicos demonstram que a diferença de tensão entre duas componentes fase-neutro resulta na tensão de linha. Deste modo, a expressão final de (4.29) pode ser reescrita como (4.30)

$$q_{abc} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [i_a \cdot v_{cb} + i_b \cdot v_{ac} + i_c \cdot v_{ba}] \quad (4.30)$$

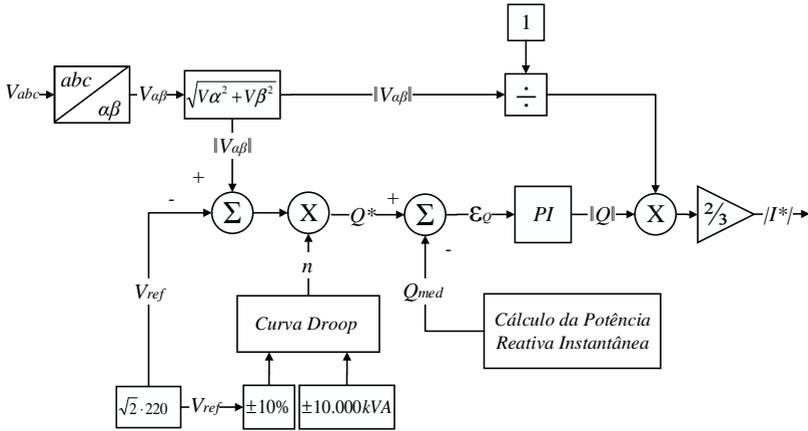
Por fim, conclui-se a teoria que embasa o cálculo da componente Q_{med} referenciada na Figura 4.1. Para a simulação do circuito proposto, o cálculo deu-se de semelhante maneira, de forma que as correntes de linha i_a , i_b e i_c foram medidas no indutor de saída do filtro LCL. As tensões de linha foram medidas sobre os capacitores do mesmo filtro.

Afim de amortecer os picos de potência instantânea calculada decorrente da imprecisão do método, insere-se em cascata ao cálculo, um filtro passa-baixas com frequência natural em duas vezes a frequência fundamental da rede (60 Hz). A motivação para a escolha dessa frequência foi a de que o cálculo resulta da multiplicação dois-a-dois de componentes, com frequência própria em 60 Hz, que não necessariamente estão em fase entre si.

O controle *Droop*, assim sendo, tem sua estrutura final proposta na Figura 4.7. Finaliza-se então o último fator restante para a geração da corrente de referência. A expressão última que denota a magnitude da corrente é dada pela Equação 4.25.

4.3 CONCLUSÃO

Este capítulo teve por propósito apresentar uma estratégia para geração das referências de corrente a serem seguidas pelo controlador projetado para o sistema realimentado. Fez-se uso de uma série de desenvolvimentos matemáticos em técnicas de processamento de sinais. No entanto, ao fim, o casamento das componentes em magnitude e fase calculados em cada etapa resultou no sinal de referência conforme

Figura 4.7 – Diagrama final do sistema de controle *Droop* reativo.

Fonte: Autoria Própria (2018).

ilustrado pelo diagrama apresentado no início do capítulo na Figura 4.1.

A síntese das referências de corrente, diferentemente de outras propostas conhecidas na literatura, apresentou uma maneira simples, direta e robusta para que o objetivo de regulação da tensão fosse atingido. Apesar da dinâmica relativamente mais lenta da etapa de controle de potência reativa em relação ao controle de corrente, o processo descrito nesse capítulo apresentou uma metodologia robusta e confiável para que os resultados da regulação por compensação reativa fossem verificados.

5 Resultados e Simulação

De acordo com o projeto realizado e discutido nos capítulos anteriores deste trabalho, foi feita a simulação utilizando a plataforma *Simulink* do *Software* MATLAB®. Para validar o controle, foram impostos desvios na tensão da rede a fim de verificar o cálculo e o seguimento da referência de corrente pelo sistema realimentado e a estabilidade o mesmo sistema em regime permanente.

As variações de tensão foram impostas em uma fonte de tensão trifásica que representa a tensão sobre os terminais do transformador trifásico que alimenta a Microrrede. Estas variações de tensão foram realizadas em um período total de 0,35 segundos (suficiente para a verificação da dinâmica de controle) por pares ordenados de tensão e tempo tal como apresentado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Pares ordenados de tensão por tempo para a tensão de saída da rede.

<i>Tensão (p.u.)</i>	1,00	0,90	0,95	1,00	1,05	1,10	1,00
Tempo (s)	0,00	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30

Os resultados simulados serão apresentados por etapas, de acordo com uma sequência considerada como base na formação da referência de corrente, aplicação da malha de controle e posterior dinâmica consequente do inversor.

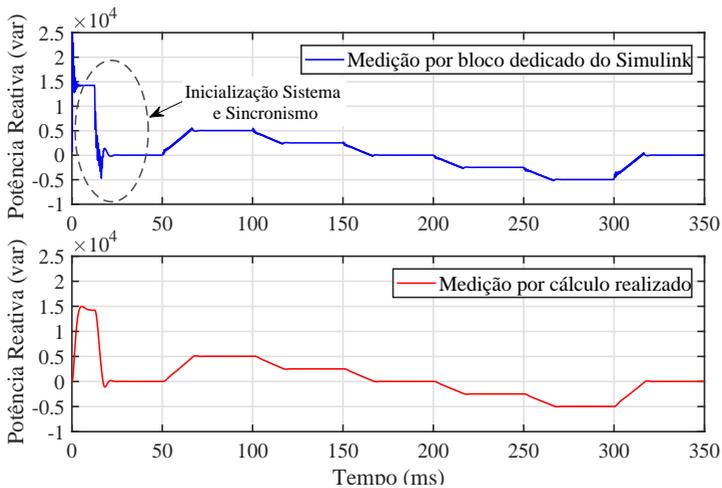
Os gráficos apresentados nas seções adiante, tal como será possível notar, apresentam um intervalo de inicialização do sistema inversor e da malha de controle, principalmente devido ao sincronismo. Como

o foco deste trabalho envolve majoritariamente técnicas de controle, as simulações foram realizadas utilizando um modelo médio de grandes sinais dos dispositivos interruptores para o bloco inversor.

5.1 MEDIÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA INSTANTÂNEA

A simulação da medição da potência reativa instantânea segue as diretrizes de cálculo propostas na Subseção 4.2.2 do Capítulo 4. Com objetivo de comparação simulou-se o cálculo da potência reativa instantânea com um bloco dedicado a isso na plataforma Simulink. Os dois gráficos são apresentados na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Medição da potência reativa instantânea.

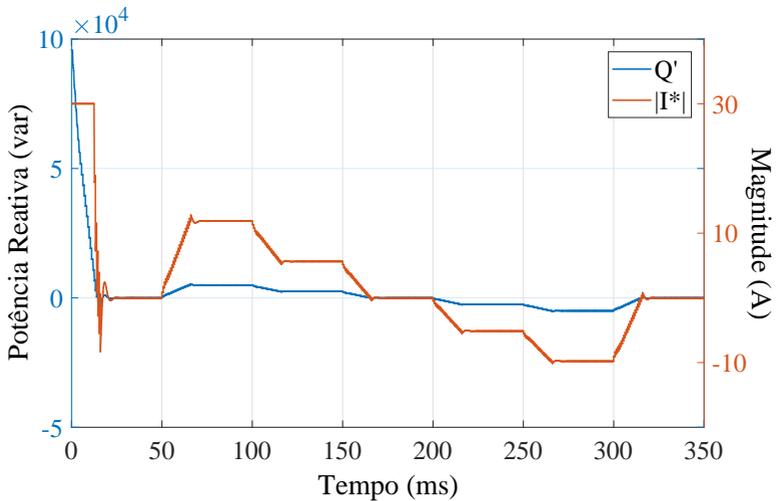


Fonte: Autoria Própria (2018).

5.2 CONTROLE *DROOP* REATIVO

Foi realizada simulação do controle da potência reativa em malha fechada, por uso da teoria de controle *Droop*, tal como descrito na Seção 4.2. Com base na medição de potência instantânea, a Figura 5.2 apresenta o sinal de potência reativa Q e a magnitude da corrente de referência.

Figura 5.2 – Potência reativa compensada e magnitude corrente.



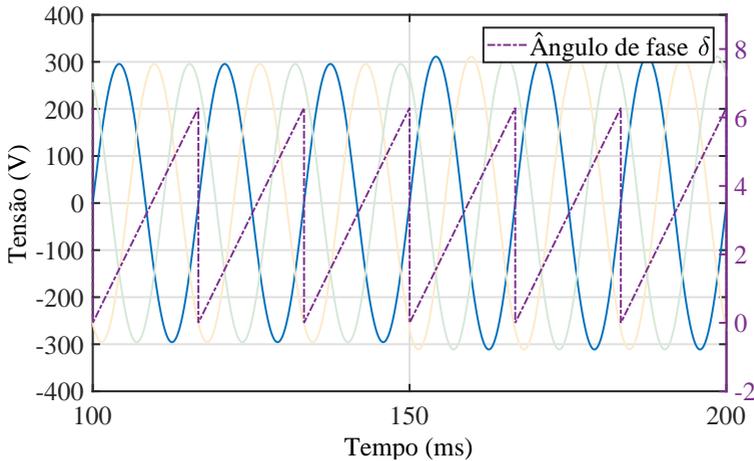
Fonte: Autoria Própria (2018).

É notável que a corrente mantém a proporcionalidade. Não poderia ser diferente, uma vez que $|I^*|$ é calculada em função de Q conforme (4.25). Ainda, nota-se que no intervalo de inicialização do sistema, a corrente inicia-se constante, em 30 A. Essa condição é dada pela inserção de um saturador em série com a saída de corrente com a intenção de evitar instabilidade do sistema devido a sobrecorrentes.

5.3 PLL

Alguns resultados referentes à simulação e à implementação do sistema de sincronismo PLL já foram apresentados na Seção 4.1, em que é destacada essencialmente a robustez do sistema PLL implementado. Ainda assim, uma boa imagem para representar o ângulo de saída do GDSC-PLL em relação ao sinal de entrada em tensão, é dada pela Figura 5.3. Nesse gráfico é possível notar, como realçado, que a saída do PLL produz um ângulo δ em fase com a componente de fase a da tensão trifásica de entrada.

Figura 5.3 – Ângulo de fase δ em comparação à fase a da tensão da rede.



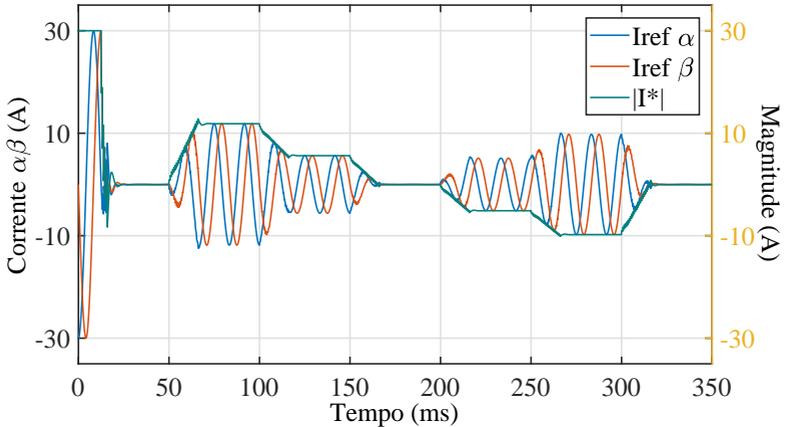
Fonte: Autoria Própria (2018).

5.4 REFERÊNCIA DE CORRENTE

De acordo com a teoria apresentada, o sinal de sincronismo de fase e o cálculo da magnitude de corrente pela malha de controle *Droop*, são as condições necessárias para a geração da corrente de referência. Uma onda senoidal é então gerada, condicionada pelas duas

entradas, conforme a Figura 5.4. A figura apresenta a corrente de referência em suas componentes α e β tanto quanto a da mesma entrada em magnitude.

Figura 5.4 – Corrente de Referência.

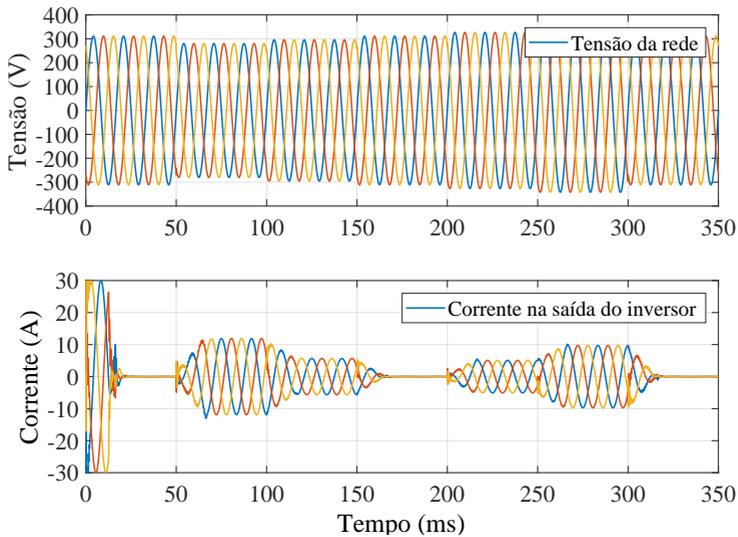


Fonte: Autoria Própria (2018).

5.5 DINÂMICA DO INVERSOR

A síntese da corrente de referência, aliada ao projeto de controle de corrente para o inversor, finalmente, resulta na regulação de tensão esperada. O gráfico que melhor apresenta os resultados do sistema por completo pode ser visto na Figura 5.5. Por meio desta figura, torna-se claro que a corrente reativa é fornecida ao sistema devido ao desvio de tensão no ponto de medição.

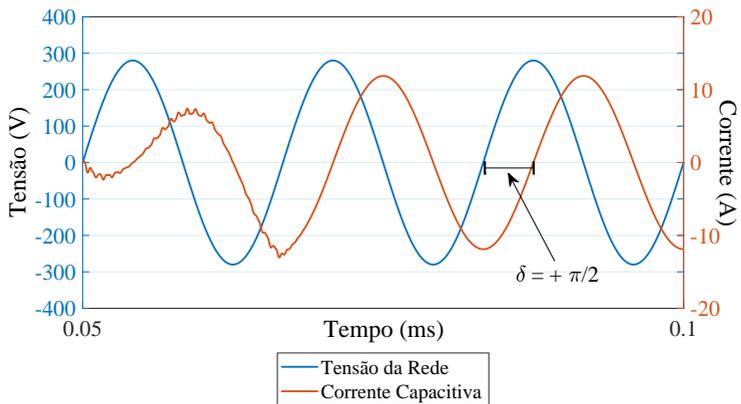
Figura 5.5 – Tensão e corrente sobre o inversor trifásico.



Fonte: Autoria Própria (2018).

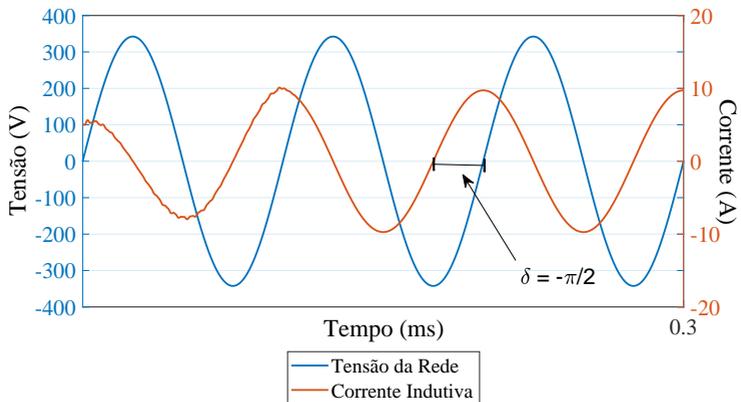
Ainda, com o interesse de demonstrar a característica reativa da corrente em sua característica de compensação das faltas no sistema, dois outros gráficos com aproximação no tempo são apresentados nas Figuras 5.6 e 5.7. Nessas últimas duas imagens fica claro que a regulação de tensão acontece por compensação do fator de potência com uma corrente que é ora puramente indutiva, ora exclusivamente capacitiva.

Figura 5.6 – Defasagem de corrente no intervalo 50 a 100 (ms) com tensão em 0.9 p.u.



Fonte: Autoria Própria (2018).

Figura 5.7 – Defasagem de corrente no intervalo 250 a 300 (ms) com tensão em 1.1 p.u.



Fonte: Autoria Própria (2018).

5.6 CONCLUSÃO

Este capítulo destinou-se a apresentar imagens referentes aos resultados obtidos pela implementação da estratégia descrita nos capítulos anteriores mediante o uso de *software* de simulação. A maneira em que a estratégia toda foi ilustrada no capítulo levou em conta a formação do sinal de referência de corrente até os sinais de medição verificados sobre o inversor.

Em última instância, foi possível verificar a dinâmica de controle na regulação da tensão do sistema tal como proposto no enunciado introdutório do trabalho. A defasagem entre a corrente e a tensão indica a característica reativa da potência que está sendo fornecida pelo inversor de modo a compensar a diferença de tensão medida em relação à nominal. De toda forma, foi possível verificar que os resultados gráficos corresponderam ao esperado mediante a metodologia empregada nos capítulos anteriores.

6 Considerações Finais

O trabalho propôs uma estratégia viável para a regulação de tensão em uma microrrede operando em modo conectado à rede de distribuição. A estratégia apresentada pode ser utilizada, com certas ressalvas, em qualquer tipo de rede de distribuição diante da necessidade de regulação da tensão no sistema. No entanto, a motivação do trabalho apresentou-se diante uma situação antes verificada em uma microrrede. Os parâmetros do filtro LCL do inversor modelado são os mesmos utilizados no Laboratório de Microrredes Inteligentes na UFSC.

Apesar da modelagem simplificada da relação do inversor com a microrrede e da utilização do modelo médio da comutação do interruptores no inversor nas simulações, é possível concluir que o controle atuou de maneira rápida e precisa no seguimento à referência. O embasamento teórico buscou ser apresentado de forma simples à maneira da compreensão do autor. Ainda assim, as metodologias e técnicas empregadas tem um considerável grau de complexidade. A organização dessas na estruturação da projeto, pode ser considerado a grande contribuição do trabalho.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Com o intuito de verificar a aplicação prática da estratégia empregada, algumas propostas a serem consideradas são:

- O projeto de um inversor VSI trifásico apto a receber código de implementação de controle via microcontrolador dedicado.

- Tradução do estrutura de controle em código de linguagem de programação e implementação em microprocessador especializados em processamento digital de sinal (DSP).
- Reestruturação do projeto de controle para a aplicação com realimentação em estados.

Referências

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984. ISSN 19399367. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 78.

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. Citado na página 32.

ANDRETA, A. G. *Estratégia Híbrida de Controle para Inversores Trifásico Conectados à Rede Baseada em Controle Deadbeat e Proporcional+Ressonante*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 49.

ARULAMPALAM, A. et al. Control of power electronic interfaces in distributed generation microgrids. *International Journal of Electronics*, Taylor and Francis, v. 91, n. 9, p. 503–523, 2004. Citado na página 74.

AU-YEUNG, J. et al. Development of a Voltage and Frequency Control Strategy for an Autonomous LV Network with Distributed Generators. *44th Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, p. 0–4, 2009. Citado na página 32.

BUSSMANN, C. I. *Engineering Dependable Protection For An Electrical Distribution System, Bulletin EDP - 1*. St. Louis: [s.n.], 2004. Citado 3 vezes nas páginas 37, 97 e 98.

DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951. ISSN 00963860. Citado na página 43.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 3, p. 1679–1682, 2015. ISSN 02780046. Citado na página 70.

- MACHADO, A. A. C. *Modelagem E Estudo De Estabilidade De Sistemas Com Múltiplos Filtros Ativos Paralelos Que Empregam Controladores Ressonantes*. 114 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2016. Citado 4 vezes nas páginas 39, 46, 49 e 53.
- Nascimento F°, P. S. et al. Metodologia De Projeto De Controle P-Ressonante Com Compensação De Harmônicos Para O Conversor Cc-Ca Trifásico Conectado À Rede Elétrica. *Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática*, p. 3704–3711, 2014. Citado na página 55.
- NASCIMENTO, P. S. B. et al. FPGA implementation of the generalized delayed signal cancelation - Phase locked loop method for detecting harmonic sequence components in three-phase signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 2, p. 645–658, 2013. ISSN 02780046. Citado na página 72.
- NEVES, F. A. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, 2010. ISSN 08858977. Citado 4 vezes nas páginas 66, 67, 68 e 70.
- ORTMANN, M. S. *Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação*. 241 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2008. Citado na página 46.
- SANDERS, S. R.; VERGHESE, G. C. Synthesis of Averaged Circuit Models for Switched Power Converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, v. 38, n. 8, p. 905–915, 1991. ISSN 00984094. Citado na página 40.
- SEVERINO, M. M.; CAMARGO, I. M. d. T.; OLIVEIRA, M. A. G. d. Geração distribuída: discussão conceitual e nova definição. Sociedade Brasileira de Planejamento Estratégico (SBPE), 2008. Citado na página 29.
- SIMPSON-PORCO, J. W.; DÖRFLER, F.; BULLO, F. Voltage Stabilization in Microgrids via Quadratic Droop Control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 62, n. 3, p. 1239–1253, 2017. ISSN 00189286. Citado na página 32.

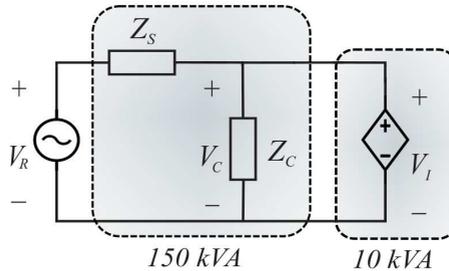
- TAYAB, U. B. et al. A review of droop control techniques for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier Ltd, v. 76, n. July, p. 717–727, 2017. ISSN 18790690. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 73.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750, feb 2006. ISSN 13502352. Citado na página 56.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems*. [S.l.: s.n.], 2011. ISBN 9780470057513. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 74.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. Resonant Controller. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, p. 381–384, 2011. Citado na página 61.
- VASQUEZ, J. C. et al. Voltage support provided by a droop-controlled multifunctional inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4510–4519, 2009. ISSN 02780046. Citado na página 32.

Apêndices

A Cálculo da Impedância de Interconexão

De acordo com a metodologia apresentada por Bussmann (2004) e conforme a Figura A.1, são realizados os cálculos. Alguns dados considerados são apresentados na Tabela A.1.

Figura A.1 – Diagrama equivalente do inversor conectado a um transformador da rede elétrica.



Fonte: Autoria Própria (2018).

Considera-se primeiramente que a tensão sobre o transformador pode sofrer variações de 10% na sua tensão conforme (A.1). Supondo a tensão na rede fixa em 380 V de linha, em condição ideal, é fácil perceber, por simples compreensão da teoria de circuitos, que toda a queda ou acréscimo na tensão dentro desses limites é absorvida pela impedância série equivalente do transformador trifásico Z_S . De fato, a impedância de interconexão do sistema, reduz-se basicamente à impedância série (Z_S) do transformador. É possível afirmar isso, uma vez

Tabela A.1 – Dados considerados para a planta do sistema.

Tensão de Linha	380 V
Tensão de Fase	220 V
Potência Nominal do Inversor	10 kVA
Corrente Média na Saída do Inversor	15,15 A
Corrente de Pico na Saída do Inversor	21,42 A
Potência do Transformador	150 kVA

que a tensão sobre Z_C é influenciada diretamente pelo inversor fonte de tensão representado por V_I . A Equação A.2 explicita essa análise.

$$|V_c| = 380V \pm 10\% \quad (\text{A.1})$$

$$|\dot{I} \cdot Z_S| = 38V \quad (\text{A.2})$$

Do transformador trifásico sabe-se que a corrente nominal é de 227,27 A. A impedância de interconexão é, basicamente, a impedância necessária para absorver uma variação de 38 V de tensão de linha para a corrente nominal a qual o transformador está submetido. A equação (A.3) apresenta esse cálculo da impedância de interconexão por fase.

$$|Z_S| = \frac{38V}{\sqrt{3} \cdot 227,27} = 0,0965\Omega \quad (\text{A.3})$$

De acordo com as tabelas apresentadas na seção *Impedance e Reactance Data* em (BUSSMANN, 2004), as relações da resistência e da reatância em relação à impedância nominal são dadas pela rela-

ção apresentada (A.4). A equação (A.5) indica como são calculados os valores de impedância e reatância.

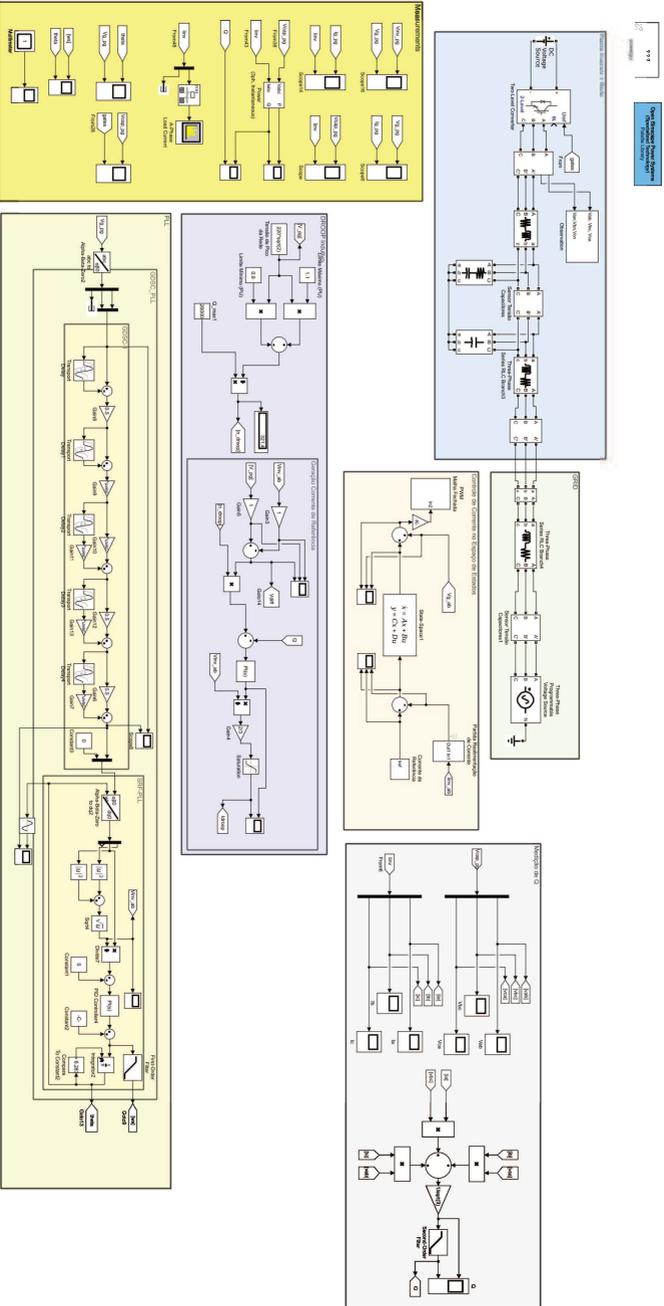
$$\begin{cases} \%R = 0,6657\% \\ \%X = 0,9985\% \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

$$|Z_S| = \sqrt{R_{L,r}^2 + (2\pi \cdot 60 \cdot L_S)^2} \quad (\text{A.5})$$

Da Equação A.5 e das relações de A.5 obtém-se que $R_{L,r} = 0.0535$ e $L_S = 213,06\mu H$

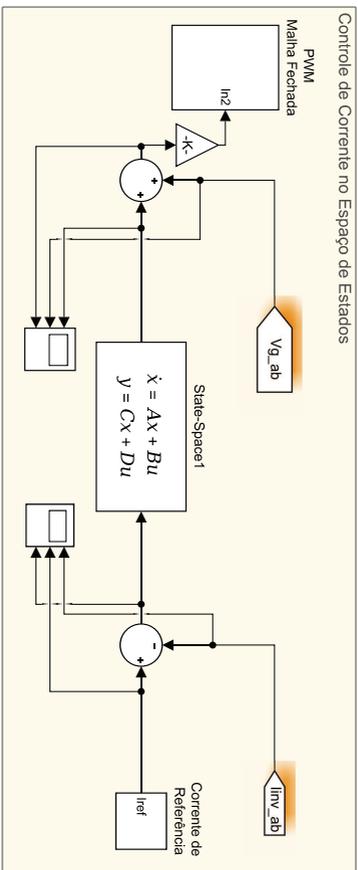
B Projeto Simulado no Software Simulink

Figura B.1 – Sistema Completo



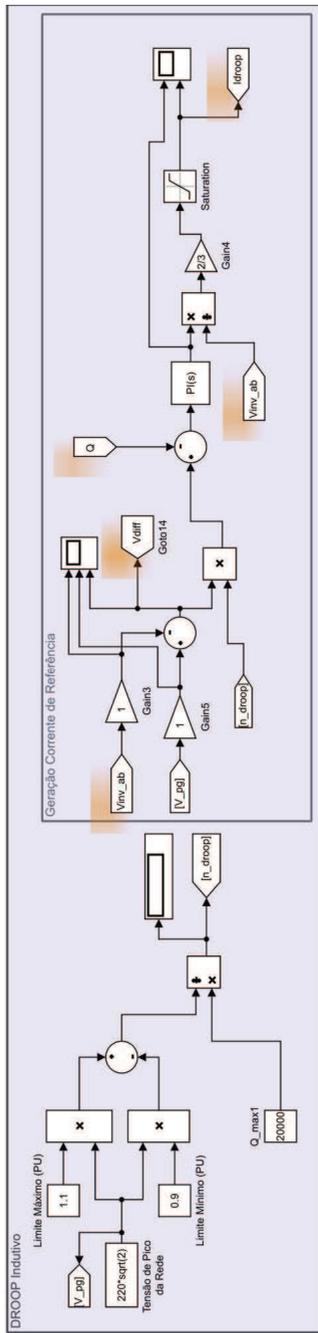
Fonte: Autoria Própria (2018).

Figura B.3 – Malha de Controle de Corrente



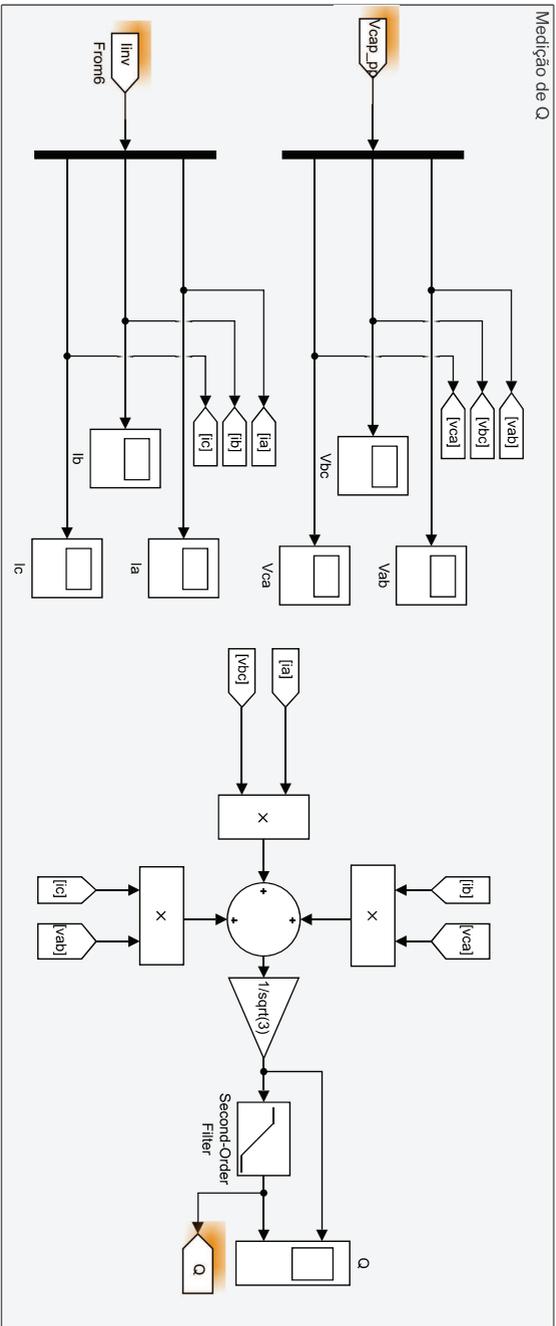
Fonte: Autoria Própria (2018).

Figura B.4 – Malha de Controle Droop



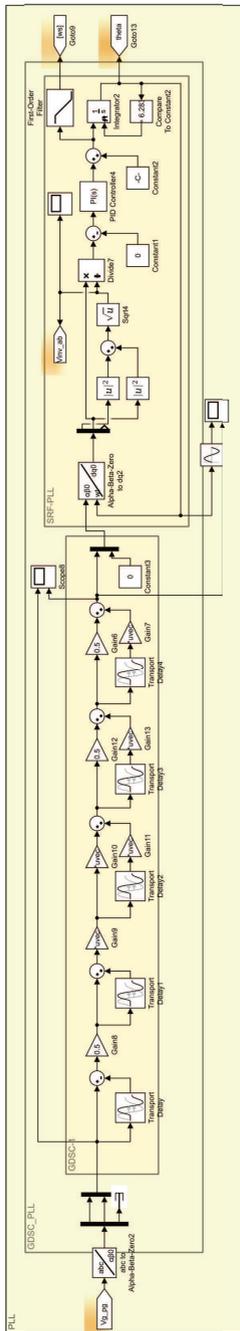
Fonte: Autoria Própria (2018).

Figura B-5 – Medição de Potência Reativa Instantânea



Fonte: Autoria Própria (2018).

Figura B.6 – PLL (Phase-Locked Loop)



Fonte: Autoria Própria (2018).