

DOUGLAS PEREIRA HENRIQUE

**ANÁLISE DE UM CONTROLADOR DROOP DE POTÊNCIA
INTEGRADO AO CONTROLE EM MODO CONECTADO DE
UM INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO BALANCEADO.**

São Carlos

2017

DOUGLAS PEREIRA HENRIQUE

**ANÁLISE DE UM CONTROLADOR DROOP DE POTÊNCIA
INTEGRADO AO CONTROLE EM MODO CONECTADO DE
UM INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO BALANCEADO.**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo.

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Sistemas de Energia e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2017

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

H518a

Henrique, Douglas Pereira

Análise de um controlador droop de potência integrado ao controle em modo conectado de um inversor de tensão trifásico balanceado / Douglas Pereira Henrique; orientador Ricardo Quadros Machado. São Carlos, 2017.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2017.

1. Geração Distribuída. 2. Controle Droop. 3. Inversor. 4. Fontes Alternativas. 5. Conexão à Rede. 6. Eletrônica de Potência. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Douglas Pereira Henrique

Título: "Análise de um controlador Droop de potência integrado ao controle em modo conectado de um inversor de tensão trifásico balanceado"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 27/11/2017,

com NOTA 8,0 (oito, zero), pela Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado - Orientador - SEL/EESC/USP

Mestre Guilherme Henrique Favaro Fuzato - Doutorando - SEL/EESC/USP

Mestre Klebber de Araújo Ottoboni - Doutorando - SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino

Dedico este trabalho à Sirlei, ao João e à Jordana, pelo apoio e força imensuráveis por todos estes anos.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos que colaboraram, de uma forma ou de outra, durante meu período da graduação e para que este trabalho pudesse ser realizado.

Agradeço aos meus pais e à minha irmã por todo carinho e confiança que depositaram em mim e à toda minha família, pelo suporte nos tempos necessários.

Aos professores da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São pelas lições e todo conhecimento e experiência transmitidos.

Agradeço ao meu orientador, Professor Dr. Ricardo Quadros Machado, pelo acompanhamento na execução deste trabalho, pela solução de todas as dúvidas, pelo apoio na hora da indecisão e pelo fornecimento da estrutura.

Ao pessoal do LAFAPE, pela companhia e conversas às segundas-feiras e pela disposição em ajudar na hora da dúvida.

Aos meus amigos da graduação, especialmente o pessoal do “Resenha”, por tornarem este período mais fácil, pelas conversas jogadas fora e apoio na hora da dificuldade, enfim, pela amizade.

Destes, agradeço imensamente ao Luiz Migliato, Marcelo Abrão, Gustavo Takahashi, Eduardo Siqueira, Graciano Magno e à Débora Vitta, por terem vivido comigo e compartilhado de momentos inesquecíveis.

Agradeço aos meus amigos do intercâmbio, em especial à Cecília Popazoglo, ao Daniel Dantas, à Priscylla Marinho e ao Alex Hiratsuka que, por ocasiões da vida, se tornaram meus irmãos e ao Arthur Araújo, Caio Normando, Júlia de Caro, Laura Puppo, Mateus Bartczak, pelos vacilos perdoados, pelos conselhos e amizade.

Agradeço também ao pessoal do University of Surrey Canoe Club, pelas viagens, sociais e paciência até eu me acostumar com a vida em outro país e, especialmente, ao Ivan Spooner e ao Louie Slocombe, pela amizade, conversas, exemplos e conselhos.

Agradeço ao CNPq pela oportunidade de realizar o intercâmbio no Reino Unido e à University of Surrey, por ter me aceitado como seu aluno.

Agradeço ao Prof. Ravi Silva, ao Dr. Imalka Jayawardena e à todo pessoal do ATI – Surrey, pela oportunidade de mergulhar no mundo da ciência pela primeira vez com suporte dos melhores.

Por fim, agradeço à Universidade de São Paulo por proporcionar toda a estrutura para minha graduação.

“Não são os grandes salões de mármore que dão a grandeza intelectual, mas sim a alma e o cérebro de um investigador.”
(Alexander Fleming)

Lista de Figuras

FIGURA 1.1 - ESQUEMA DE ASSOCIAÇÃO DE FONTES CONTÍNUAS COM ARMAZENADORES DE ENERGIA.....	26
FIGURA 2.1- ESTRUTURA DE LIGAÇÃO DA PLANTA COM O INVERSOR.....	30
FIGURA 2.2- RELAÇÃO ENTRE AS COORDENADAS ABC E DQ0.....	31
FIGURA 2.3 - FILTRO LCL COM AS VARIÁVEIS DE EQUACIONAMENTO.....	33
FIGURA 2.4 - MALHA DE CONTROLE DA PLANTA.....	36
FIGURA 2.5 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLADOR P+RESSONANTE.....	38
FIGURA 2.6 - CURVAS DAS RELAÇÕES DROOP. A) FREQUÊNCIA E POTÊNCIA ATIVA. B) TENSÃO E POTÊNCIA REATIVA.	41
FIGURA 2.7-EQUIVALENTE DE THÉVENIN DA PLANTA.....	43
FIGURA 2.8 - MALHA DE CONTROLE DROOP. A) POTÊNCIA ATIVA. B) POTÊNCIA REATIVA. ..	46
FIGURA 2.9 - MALHA DE SINCRONISMO PHASE LOCKED LOOP.....	48
FIGURA 3.1 - POSIÇÃO DOS POLOS NO PLANO COMPLEXO.....	52
FIGURA 3.2 - MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE.....	53
FIGURA 3.3 - LUGAR DE RAÍZES DA MALHA DE CORRENTE	54
FIGURA 3.4-RESPOSTA DA MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE A UM DEGRAU DE 3,93A.	55
FIGURA 3.5-RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE COM CONTROLADOR P.....	55
FIGURA 3.6 - MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO.....	56
FIGURA 3.7 - LUGAR DE RAÍZES DA MALHA DE TENSÃO.....	57
FIGURA 3.8 - RESPOSTA A UM DEGRAU DE 127 NA MALHA DE TENSÃO	58
FIGURA 3.9 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO DA PLANTA COM CONTROLADOR PI.....	58
FIGURA 3.10 - MALHA DE CONTROLE DA POTÊNCIA ATIVA.....	59
FIGURA 3.11 - LUGAR DE RAÍZES DA MALHA DE POTÊNCIA ATIVA.....	60
FIGURA 3.12 - RESPOSTA A UM DEGRAU DE 400W, COM DIFERENTES VALORES DE DEFASAGEM INICIAL, CONFORME LEGENDA.....	61
FIGURA 3.13 - RESPOSTA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA DA MALHA DE POTÊNCIA ATIVA. ..	62
FIGURA 3.14 - MALHA DE CONTROLE DA POTÊNCIA REATIVA.	63

FIGURA 3.15 - LUGAR DE RAÍZES DA MALHA DE POTÊNCIA REATIVA.....	63
FIGURA 3.16 - RESPOSTA A UM DEGRAU DE 300 VAR DA MALHA DE CONTROLE DE POTÊNCIA REATIVA.....	64
FIGURA 3.17 - RESPOSTA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA DA MALHA DE CONTROLE DE POTÊNCIA REATIVA.....	65
FIGURA 3.18 – ATUAÇÃO DO PLL EM A) CURVAS DE SINCRONIZAÇÃO ENTRE AS TENSÕES DE REFERÊNCIA E SINCRONIZADA. B) FREQUÊNCIA DA ONDA SINCRONIZADA	67
FIGURA 3.19 - ESPECTRO DO SINAL DE ENTRADA DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE COM FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL DE 60HZ.	68
FIGURA 3.20 - RESPOSTA DO CONTROLADOR DA MALHA DE TENSÃO A UMA ENTRADA OSCILANTE COM UM PI E OUTRO P+RESSONANTE.....	70
FIGURA 4.1 - ESQUEMA DE CONEXÃO DAS CARGAS AO SISTEMA.....	72
FIGURA 4.2 - ESQUEMA DO SISTEMA DE CONTROLE	72
FIGURA 4.3 - PERFIL DA CARGA ATIVA CONECTADA AO SISTEMA.....	74
FIGURA 4.4 - PERFIL DA CARGA REATIVA CONECTADA AO SISTEMA.....	74
FIGURA 4.5 - PERFIL DA POTÊNCIA APARENTE FORNECIDA PELO SISTEMA.....	74
FIGURA 4.6 - SINCRONIZAÇÃO ENTRE A TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR (V_c) E A TENSÃO DA REDE (V_{REDE}) NA PLANTA.....	75
FIGURA 4.8 –VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DA TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR QUANDO A) CONEXÃO DO SISTEMA À REDE APÓS A CONCLUSÃO DO SINCRONISMO, COM CARGA INDUTIVA. B) CONEXÃO DA SEGUNDA CARGA INDUTIVA AO SISTEMA. C) CONEXÃO DA CARGA CAPACITIVA AO SISTEMA, QUE SE SOBREPÕE ÀS INDUTIVAS. D) DESCONEXÃO DAS CARGAS INSERIDAS DEPOIS DA SINCRONIZAÇÃO.....	77
FIGURA 4.9 -VARIAÇÃO DA MAGNITUDE DA TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR QUANDO A) CONEXÃO DO SISTEMA À REDE APÓS A CONCLUSÃO DO SINCRONISMO, COM CARGA INDUTIVA. B) CONEXÃO DA SEGUNDA CARGA INDUTIVA AO SISTEMA. C) CONEXÃO DA CARGA CAPACITIVA AO SISTEMA, QUE SE SOBREPÕE ÀS INDUTIVAS. D) DESCONEXÃO DAS CARGAS INSERIDAS DEPOIS DA SINCRONIZAÇÃO.....	78
FIGURA 4.10 - ESPECTRO DA ONDA DE TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR.....	79

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 - Parâmetros da Malha de Controle de Corrente da Planta	54
Tabela 3.2 - Parâmetros da Malha de Controle de Tensão da Planta.....	57
Tabela 3.3-Parâmetros da Malha de Controle Droop de Potência Ativa	61
Tabela 3.4- Parâmetros da Malha de Controle Droop de Potência Reativa.....	64
Tabela 3.5 - Parâmetros da Malha de Sincronização PLL.....	67
Tabela 3.6 - Determinação dos Ganhos dos Filtros Ressonantes.....	69
Tabela 4.1 - Valores Nominais do Sistema.....	71
Tabela 4. 2 - Potências Solicitadas pelas Cargas Durante A Simulação.	73
Tabela 4.3 - Resposta do Controlador Droop de Potência Ativa do Sistema Dinâmico.	76
Tabela 4.4 - Resposta do Controlador Droop de Potência Reativa do Sistema Dinâmico.	78

Lista de Siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
DC	<i>Direct Current</i> – Corrente Contínua
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
LCL	Filtro em T, composto de indutor, capacitor, indutor.
LKT	Lei de Kirchoff das Tensões
TL	Transformada de Laplace
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> – Malha de captura de fase
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> – Distorção Harmônica Total

Lista de Símbolos

Hz	Hertz
V_{DC}	Tensão no barramento de corrente contínua
V_{rms}	Tensão eficaz
L_{ca}	Indutância de entrada do filtro LCL
C_{ca}	Capacitância Paralelo à saída do inversor
L_o	Indutância na saída do inversor
V_{abc}	Tensão no referencial fixo
V_{dq0}	Tensão no referencial síncrono
P	Matriz Transformação de Park
P^{-1}	Matriz Transformação Inversa de Park
V_a	Tensão na fase a
V_b	Tensão na fase b
V_c	Tensão na fase c
ω	Frequência angular de operação
V_d	Tensão no referencial direto
V_q	Tensão no referencial de quadratura
V_0	Tensão no referencial neutro
i_{Lca}	Corrente no indutor de entrada
R_{ca}	Resistência dos elementos do filtro LCL
v_{inv}	Tensão instantânea da saída do inversor
v_C	Tensão instantânea no capacitor do inversor
i_o	Corrente de saída do inversor
K_{li}	Ganho do i-ésimo filtro ressonante
h_i	Ordem do i-ésimo filtro ressonante
ω_o	Frequência de operação da rede elétrica
K_P	Ganho proporcional
K_I	Ganho integral
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
V_o	Magnitude da Tensão de saída do inversor
K	Constante

K_{ω_P}	Constante proporcional do controlador <i>droop</i> de potência ativa
K_{ω_I}	Constante integral do controlador <i>droop</i> de potência ativa
K_{u_P}	Constante proporcional do controlador <i>droop</i> de potência reativa
K_{u_I}	Constante integral do controlador <i>droop</i> de potência reativa
$S_{1\phi}$	Potência aparente monofásica
$S_{3\phi}$	Potência aparente trifásica
δ	Defasagem entre a tensão na rede e no inversor
P_{med}	Potência ativa média
Q_{med}	Potência reativa média
T	Período de amostragem
$p(t)$	Potência ativa instantânea
$q(t)$	Potência reativa instantânea
V_{rede}	Tensão de fase eficaz da rede
V_{sinc}	Tensão de sincronismo do algoritmo de sincronização
V_{prod}	Tensão resultante do produto interno entre o sincronismo e a rede
e_m	Erro de sincronismo
θ	Ângulo de fase
mf	Margem de fase
ω_c	Frequência de corte
K_{MA}	Ganho de malha aberta
K_{MF}	Ganho de malha fechada
G_{MA}	Função de transferência de malha aberta
G_{MF}	Função de transferência de malha fechada
K_{pi}	Ganho proporcional do controlador de corrente
K_{ii}	Ganho integral do controlador de corrente
K_{pv}	Ganho proporcional do controlador de tensão
K_{iv}	Ganho integral do controlador de tensão
K_{ppll}	Ganho proporcional do controlador PLL
K_{ipll}	Ganho integral do controlador PLL
K_{In}	Ganho do n-ésimo filtro ressonante
M_n	Magnitude normalizada do n-ésimo harmônico
M_T	Magnitude normalizada total do sinal de entrada

Resumo

HENRIQUE, D. P. Análise de um controlador *droop* de potência integrado ao controle em modo conectado de um inversor de tensão trifásico balanceado. 2017. 80p. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo São Carlos, 2017.

Este Trabalho de Conclusão de Curso dedicou-se à análise da metodologia *droop* aplicada no controle de um inversor de tensão trifásico balanceado, ao projeto dos controladores e à apresentação dos resultados simulados computacionalmente, no Matlab e no PSim. No texto, pode-se avaliar o desenvolvimento da teoria sobre a topologia do inversor e da técnica de controle *droop*. Equacionou-se a planta e o controle *droop* para verificar as variáveis atuantes no inversor conectado, e para determinar aquelas que deveriam ser controladas. Definidas estas grandezas, notou-se a necessidade de cinco controladores, dois presentes na malha da planta, dois na malha de potência e o último na malha de sincronismo, e partiu-se para o projeto destes, visando atender os requisitos de qualidade impostos por normas. Por fim, simulou-se o controle para validar a técnica estudada e prepara-la para o próximo passo na pesquisa.

Palavras-chave: Conexão à rede. Geração Distribuída. Controle *Droop*. Eletrônica de Potência. Fontes Alternativas. Inversor.

Abstract

HENRIQUE, D. P. Analysis of a power droop controller integrated to the connected control mode of a three-phase voltage inverter. 2017. 80p. Undergraduate Final Paper – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, São Carlos, 2017.

This thesis has committed to analyse the droop methodology when applied to control a three-phase balanced voltage inverter, to design the controllers and to present the computationally simulated results, at Matlab and PSim. In the text, one can assess the development of the theory about the inverter's topology and droop control technique. It has equationed the plant and droop control to verify the acting variables on the connected inverter, and to set those that should be controlled. Then, it noticed the need of five controllers, two acting on the plant loop with another two on the power loop and, at last, one working on the synchronism loop, which it has designed on the aim of achieving the legal requirements of energy quality. Following, the work proceeded with the simulation in order to validate the studied method and get it ready for the future steps of the research.

Keywords: Alternative Sources. Distributed Generation. Droop Control. Grid Connection. Inverter. Power Electronics.

Sumário

AGRADECIMENTOS	9
LISTA DE FIGURAS	13
LISTA DE TABELAS	15
LISTA DE SIGLAS	16
LISTA DE SÍMBOLOS	17
RESUMO	19
ABSTRACT	21
SUMÁRIO	23
1. INTRODUÇÃO	25
1.1 MOTIVAÇÃO	25
1.2 ESTRUTURA TEMÁTICA	27
2. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO	29
2.1 DESCRIÇÃO DA PLANTA	29
2.2 EQUACIONAMENTO DA PLANTA	31
2.2.1 <i>A Transformada de Park</i>	31
2.2.2 <i>Malha de controle da planta</i>	33
2.2.3 <i>O Controlador Proporcional Integral</i>	37
2.2.4 <i>O Controlador Proporcional Ressonante</i>	37
2.2.5 <i>O problema da frequência</i>	39
2.3 O CONTROLE DROOP	39
2.3.1 <i>Visão Geral</i>	39
2.3.2 <i>Fasores Dinâmicos</i>	39
2.3.3 <i>Modelagem</i>	41
2.3.3.1 <i>Equações Básicas</i>	41
2.3.3.2 <i>Pequenos Sinais</i>	43
2.4 ALGORITMO DE SINCRONIZAÇÃO	48
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	49
3. PROJETO DOS CONTROLADORES	51

3.1	PROJETO DOS CONTROLADORES PI.....	51
3.2	CONTROLE INTEGRADO DE TENSÃO E CORRENTE.....	53
3.2.1	<i>Malha Interna de Corrente</i>	53
3.2.2	<i>Malha Externa de Tensão</i>	56
3.3	CONTROLE DROOP	59
3.3.1	<i>Controle Droop de Potência Ativa</i>	59
3.3.2	<i>Controle Droop de Potência Reativa</i>	62
3.4	ALGORITMO DE SINCRONIZAÇÃO	65
3.5	FILTROS RESSONANTES	68
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	70
4.	RESULTADOS SIMULADOS.....	71
4.1	PERFIL DE CARGAS	71
4.2	TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR	75
4.2.1	<i>Sincronismo</i>	75
4.2.2	<i>Variação da Frequência</i>	76
4.2.3	<i>Variação da Magnitude</i>	77
4.2.4	<i>Distorção Harmônica</i>	79
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	80
5.	CONCLUSÃO.....	81
6.	PRÓXIMOS PASSOS.....	83
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		85

1. INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

No ano de 2012, a ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica regulamentou a conexão de micro e mini geradores distribuídos no sistema interligado nacional de energia elétrica.

O advento da Resolução Normativa 482/2012 e sua posterior revisão, a Resolução Normativa 687/2015 trouxe uma série de vantagens, agregadas à geração distribuída. São elas:

- Geração de energia direto no ponto de consumo;
- Redução de perdas e gastos com manutenção em sistemas de transmissão;
- Menor dependência de usinas hidrelétricas;
- Geração em Baixa Tensão.

Contudo, esta tecnologia estabeleceu alguns desafios a serem superados pelas distribuidoras e administradoras do sistema elétrico, dentre eles, a maior necessidade de monitoramento e o controle da qualidade da energia elétrica na rede.

Neste cenário, as fontes alternativas de energia se destacam como as principais fornecedoras para os geradores distribuídos, já que usualmente produzem correntes contínuas, podendo ser associados diretamente a baterias e outros elementos armazenadores de energia visando o aumento da autonomia do sistema, como esquematizado na Figura 1.1. A associação dos geradores aos elementos armazenadores exige um controle para manter o suprimento de energia das cargas e a tensão no elo CC, um exemplo de tal arranjo pode ser verificado em [1].

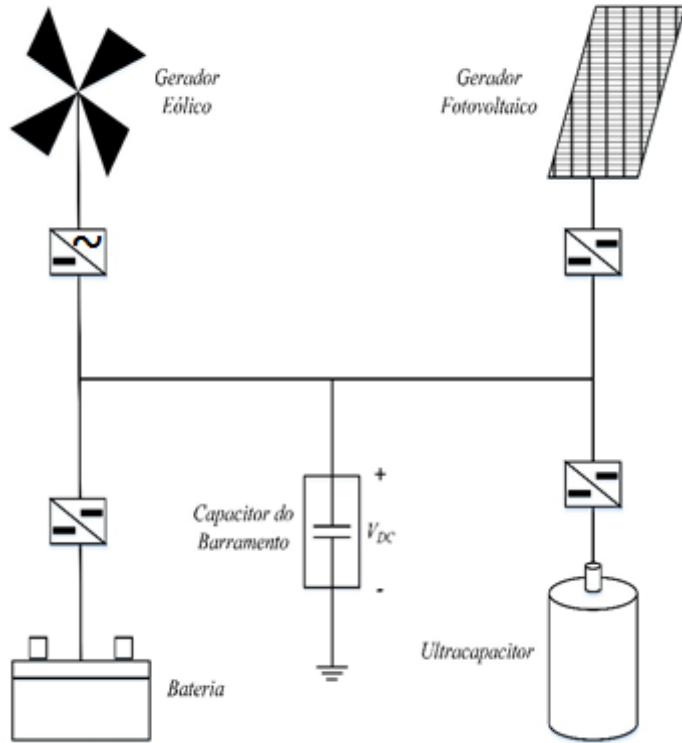


Figura 1.1 - Esquema de associação de fontes contínuas com armazenadores de energia.

Definida a tensão a ser mantida no elo CC, a conexão na rede de distribuição dos geradores distribuídos necessita de uma interface que equalize esta tensão com a nominal da rede, geralmente alternada no formato senoidal com frequência 60 Hz e amplitude $220 V_{rms}/127 V_{rms}$, no padrão brasileiro. Normas técnicas exigem variação máxima de frequência de 2% e 10% na magnitude da tensão [2].

No panorama atual, pesquisadores tem buscado metodologias de controle para que as normas técnicas sejam atendidas, por exemplo, em [1] e em [3] pode-se perceber o desenvolvimento de estruturas de controle que tomam referência por tensão para inversores desconectados e por corrente no caso de conexão.

O método de controle por tensão em inversores conectados é de aplicação mais complexa comparando com o método por corrente, pois a tensão no ponto de acoplamento comum entre rede, carga e inversor é regida pela rede elétrica, devendo a tensão de saída do inversor ser obtida da potência fornecida.

Então, busca-se métodos alternativos e eficientes para a obtenção desta referência em tensão, como em [4], onde *Partha Pratim Das et al.* desenvolve um método de controle *droop* para a conexão de vários inversores em conjunto, sendo possível a leitura individualizada da tensão de saída de cada um deles. A seguir, *Mohammad A. Abusara et al.* em [5] desenvolve este método, de modo que se possa mensurar a tensão de saída de um ou mais inversores conectados à rede de energia.

Portanto, este trabalho propõe-se a analisar um método de controle utilizando a técnica *droop*, como em [5], para obter uma referência da tensão de saída do inversor de acordo com a dinâmica de potência do sistema, e integrá-lo na malha de controle da planta proposta em [1].

1.2 Estrutura temática

No segundo capítulo, pode-se verificar os fundamentos teóricos que se baseiam este trabalho, o funcionamento do inversor e a modelagem das técnicas de controle.

O terceiro capítulo aborda o projeto dos controladores e suas respectivas malhas enquanto o quarto capítulo apresenta os resultados obtidos através de simulação, comprovando o método analisado.

Por fim, o quinto capítulo apresenta breves sugestões para os próximos passos na pesquisa e implementação do método.

2. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

Neste capítulo será apresentada a estrutura de controle do sistema, iniciando pela definição da planta a ser estudada, seu equacionamento e definição das variáveis de controle. A seguir, é feita uma abordagem teórica sobre os controladores que serão utilizados e o desenvolvimento das malhas de controle às quais serão aplicados.

Em [1] é apresentado duas estruturas de controle para conversores CC-CA, a primeira é empregada para o controle do conversor quando este se encontra conectado à rede elétrica, enquanto a segunda estrutura aplica-se na operação em ilhadamento do inversor. Neste trabalho, a técnica *droop* será aplicada a um inversor conectado à rede.

2.1 Descrição da planta

Como em [3], a planta proposta é constituída de um inversor trifásico conectado entre um barramento CC controlado e um filtro LCL trifásico, cujo primeiro indutor (L_{ca}) e o Capacitor (C_{ca}) funcionam como um filtro passa baixas e o segundo indutor (L_o) como um elemento desacoplador entre o inversor e a rede.

Sabe-se que a conversão de tensão nos inversores não gera ondas senoidais puras [6], como seria o ideal para a rede de energia elétrica. Deste modo, o filtro de saída é utilizado na tentativa de subtrair as componentes de alta frequência da geração distribuída.

O controle deverá ser projetado de modo que a tensão no ponto de acoplamento comum permaneça entre 10% do valor nominal da rede, com sua frequência não variando mais do que 2% do valor nominal, permitindo a divisão da demanda da carga. Pode-se verificar na Figura 2.1 o esquema de conexão do inversor, rede e carga.

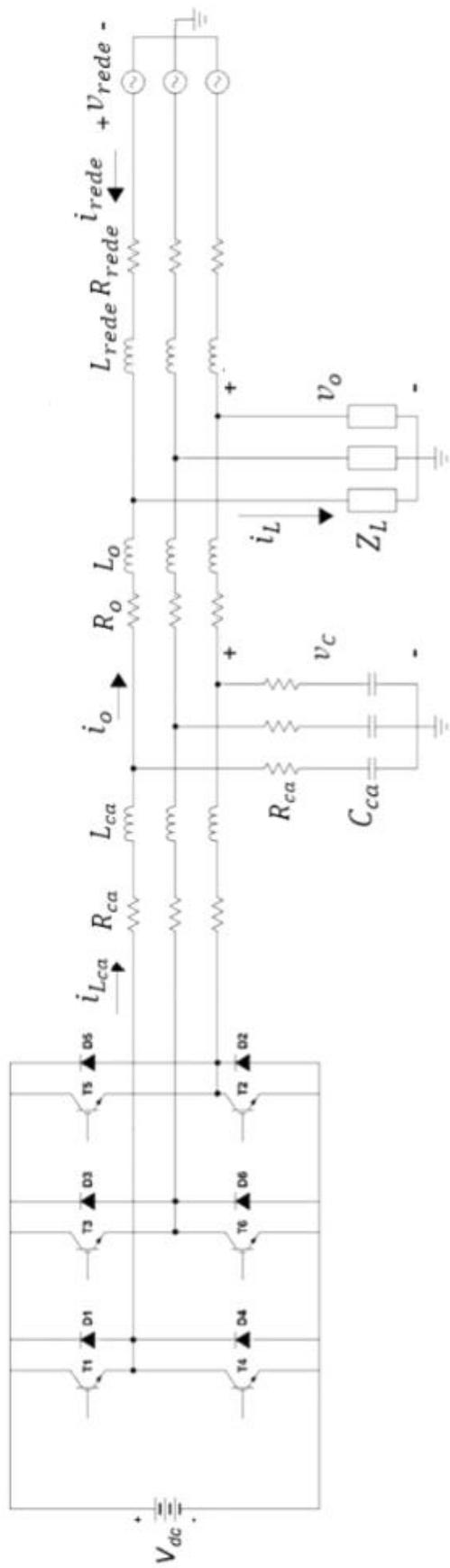


Figura 2.1- Estrutura de ligação da planta com o inversor.

2.2 Equacionamento da Planta

2.2.1 A Transformada de Park

A Transformada de Park foi apresentada como uma técnica para a modelagem de geradores e motores síncronos. Ela parte do princípio de que o equacionamento em uma coordenada girante é simplificado quando comparado com coordenadas fixas, como é o caso da abc . Desta forma, toma-se um referencial conforme a rotação da máquina e calcula-se a relação entre as coordenadas abc e os eixos direto, de quadratura e neutro do novo referencial.

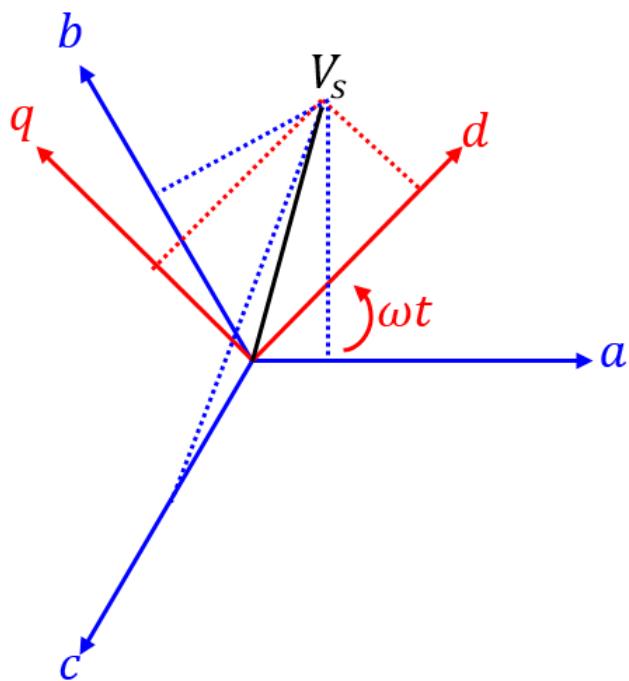


Figura 2.2- Relação entre as coordenadas abc e $dq0$.

Da Figura 2.2, conclui-se que a transformação abc para $dq0$ é regida pelas equações (1), (2) e (3).

$$v_d = \frac{2}{3} \cos(\omega t) v_a + \frac{2}{3} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) v_b + \frac{2}{3} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) v_c \quad (1)$$

$$v_q = -\frac{2}{3} \sin(\omega t) v_a - \frac{2}{3} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) v_b - \frac{2}{3} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) v_c \quad (2)$$

$$v_o = \frac{1}{3} v_a + \frac{1}{3} v_b + \frac{1}{3} v_c \quad (3)$$

Escrevendo em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

Pode-se dizer, portanto, que a transformação de Park é dada pela relação

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{P} \mathbf{v}_{abc} \quad (5)$$

e a matriz \mathbf{P} é denominada Matriz de Park.

A transformação inversa, ou seja, a transformação para coordenadas abc a partir do referencial dq0 também é possível. Para isto basta tomar a matriz de Park inversa, como na equação (6) [7].

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{v}_{dq0} \quad (6)$$

O ponto de operação, V_s na Figura 2.2 e sua corrente associada, também pode ser escrito na forma fasorial por projeção do seu módulo nas coordenadas d e q, resultando na representação [8]:

$$\begin{aligned} v &= v_d + jv_q \\ i &= i_d + ji_q \end{aligned} \quad (7)$$

2.2.2 Malha de controle da planta

Toma-se o circuito do filtro LCL para o equacionamento e determinação das variáveis de controle. O equacionamento feito para um circuito monofásico é válido no circuito trifásico dado que, nas coordenadas síncronas, as variáveis são desacopladas e controladas por fase [4].

Na Figura 2.3, pode-se verificar o circuito utilizado no equacionamento, assim como as variáveis i_{Lca} , v_{Cca} , i_L , i_o , v_o .

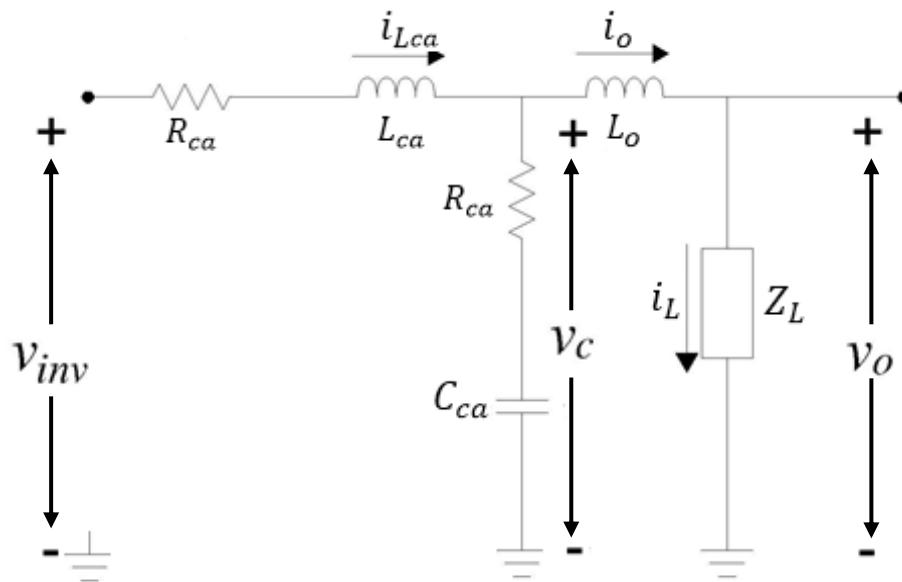


Figura 2.3 - Filtro LCL com as variáveis de equacionamento.

Aplicando a Lei de Kirchoff das Tensões (LKT) na primeira malha, obtém-se:

$$L_{ca} \frac{di_{Lca}}{dt} + R_{ca} i_{Lca} = v_{inv} - v_C \quad (8)$$

Escrevendo na forma de (7):

$$\begin{aligned} L_{ca} \frac{d}{dt} (id_{Lca} + ji q_{Lca}) + R_{ca} (id_{Lca} + ji q_{Lca}) \\ = (vd_{inv} + jv q_{inv}) - (vd_C + jv q_C) \end{aligned} \quad (9)$$

Agora, igualando as partes reais, obtém-se as funções de transferência para a malha de controle no eixo direto.

$$L_{ca} \frac{d}{dt} (id_{Lca}) + R_{ca} (id_{Lca}) = (vd_{inv}) - (vd_C) \quad (10)$$

Aplicando a Transformada de Laplace (T.L), pode-se verificar a equação no domínio da frequência.

$$(sL_{ca} + R_{ca}) Id_{Lca} = Vd_{inv} - Vd_C \quad (11)$$

$$\therefore Id_{Lca} = \frac{Vd_{inv} - Vd_C}{sL_{ca} + R_{ca}} \quad (12)$$

Analogamente para o controle no eixo de quadratura, obtém-se

$$\therefore Iq_{Lca} = \frac{Vq_{inv} - Vq_C}{sL_{ca} + R_{ca}} \quad (13)$$

Como $sL_{ca} \gg R_{ca}$, pode-se utilizar

$$Id_{Lca} = \frac{Vd_{inv} - Vd_C}{sL_{ca}} \quad (14)$$

$$Iq_{Lca} = \frac{Vq_{inv} - Vq_C}{sL_{ca}} \quad (15)$$

Das relações em (8), verifica-se a função de transferência, no domínio da frequência, entre a corrente de entrada I_{Lca} e a diferença entre as tensões de entrada e saída do inversor, V_{inv} e V_C respectivamente. A seguir, será obtida a função de transferência oposta, relacionando a diferença das correntes I_{Lca} e I_o , onde I_o representa a corrente de saída do inversor, e a tensão V_C .

Aplica-se neste momento a Lei de Kirchoff das Correntes (LKC) no polo positivo da tensão v_C :

$$C_{ca} \frac{dv_C}{dt} = i_{Lca} - i_o \quad (16)$$

Aqui, a queda de tensão no resistor pode ser desprezada devido ao seu valor reduzido, como feito em [4].

Em coordenadas síncronas:

$$C_{ca} \frac{d(vd_C - jvq_C)}{dt} = (id_{Lca} - ji_{Lca}) - (id_o - ji_{q_o}) \quad (17)$$

Analogamente às equações (3) a (8), as equações no eixo real e imaginário são calculadas separadamente, resultando em duas malhas de controle monofásico, com as variáveis se relacionando de acordo com as equações dadas no domínio da frequência.

$$\therefore Vd_C = \frac{Id_{Lca} - Id_o}{sC_{ca}} \quad (18)$$

$$\therefore Vq_C = \frac{Iq_{Lca} - Iq_o}{sC_{ca}} \quad (19)$$

Por fim, verifica-se uma interconexão entre as equações (8) e (12), bem como entre (9) e (13), nas variáveis V_C e I_o . Esta interconexão permitirá o projeto de uma malha de controle integrada em corrente e tensão para a planta, nas coordenadas síncronas. Aqui verifica-se a vantagem da utilização das coordenadas síncronas em vista da abc para cargas平衡adas, pois o desacoplamento resultante da transformação de Park exige apenas duas malhas de controle ao invés de três necessárias no sistema trifásico.

Na Figura 2.4, verifica-se a malha de controle integrada em tensão e corrente da planta. No controle da tensão utiliza-se um controlador proporcional ressonante, a opção por este tipo de controlador se dá pela possibilidade de anular o erro de regime permanente em sinais oscilatórios. De acordo com [3], a componente integrativa do controlador é realizada pelos filtros ressonantes do controlador, eliminando a necessidade da associação de um integrador no conjunto.

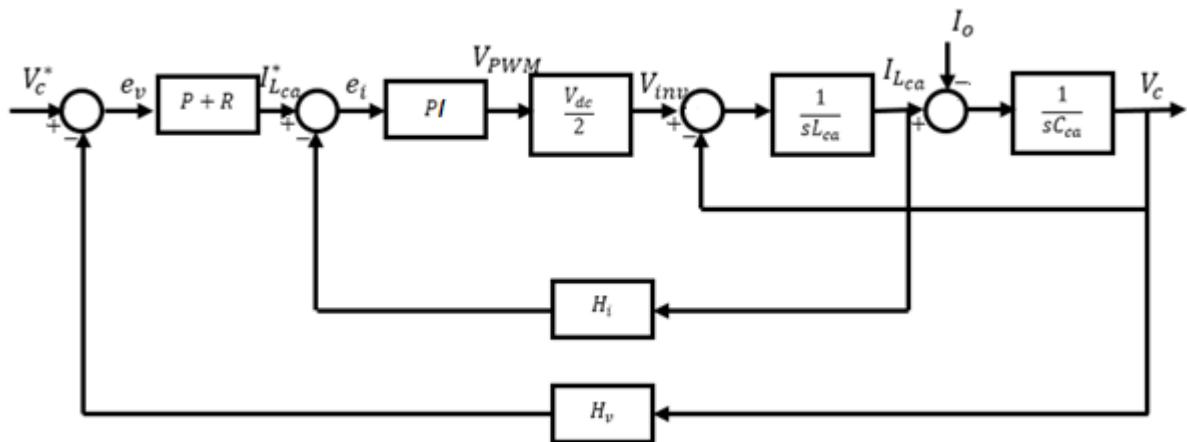


Figura 2.4 - Malha de Controle da planta.

2.2.3 O Controlador Proporcional Integral

O controlador Proporcional Integral é utilizado em inúmeras operações de controle pois, com este compensador, é possível ajustar o tempo de acomodação, *overshoot* máximo e erro de regime permanente de acordo com os requisitos de qualidade necessários.

Na malha de sincronismo, a utilização do controlador PI auxilia na determinação do tempo de sincronismo e convergência da frequência da tensão do inversor. Sua função de transferência é dada por (22):

$$C_i(s) = \frac{sK_P + K_I}{s} \quad (20)$$

Os métodos de ajuste dos parâmetros K_P e K_I serão vistos no capítulo 3.

2.2.4 O Controlador Proporcional Ressonante

O controlador Proporcional Integral (PI) atende aos requisitos de projetos de controle em aplicações em que o sinal de controle se apresenta contínuo. Em sistemas dinâmicos com presença de harmônicos, podem ocorrer eventuais oscilações deste sinal, reduzindo a eficácia do controlador PI na regulação do erro de regime permanente, desta maneira, associa-se filtros ressonantes em paralelo visando a retenção dos componentes oscilatórios do sinal.

A descrição de um controlador proporcional ressonante pode ser verificada em [3] como sendo uma associação em paralelo entre um controlador proporcional e n filtros ressonantes, onde n é proporcional ao número de componentes harmônicas presentes no sinal de controle. Desta forma, os filtros ressonantes são ajustados com frequência de corte até a n -ésima ordem, garantido um erro de regime permanente nulo.

Na equação (20) pode ser verificada a função de transferência de um filtro ressonante. Nota-se a presença de uma componente integrativa neste, justificando a desnecessidade de manter o Integrador do PI.

$$RES_i(s) = \frac{s}{s^2 + (h_i\omega_o)^2} \quad (21)$$

onde h_i é a ordem do filtro e ω_o é a frequência fundamental da tensão da rede. Assim, a função de transferência do controlador P+Ressonante é dada pela equação (22).

$$C_v(s) = K_{Pv} + \sum_{i=1}^n \frac{K_{Ii}s}{s^2 + (h_i\omega_o)^2}, i \text{ ímpar} \quad (22)$$

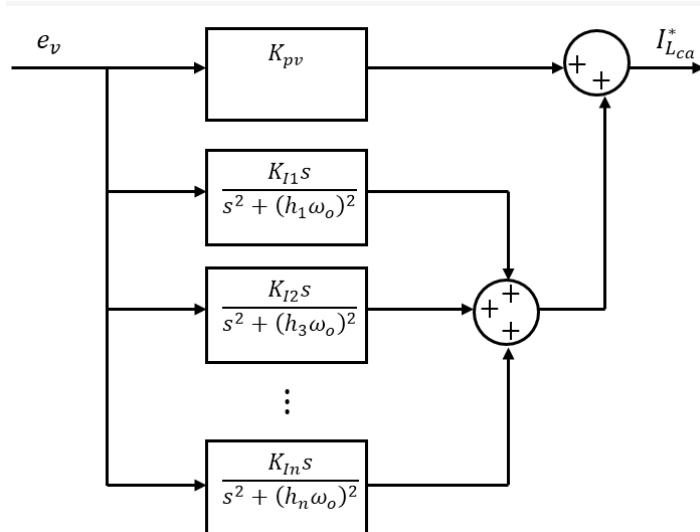


Figura 2.5 - Diagrama de Blocos do Controlador P+Ressonante.

Para determinar a ordem n necessária no controlador, basta realizar uma análise de espectro na onda presente em sua entrada, para isto, aplica-se a transformada de Fourier no sinal.

2.2.5 O problema da frequência

Conforme apresentado na introdução, é importante notar que a frequência na rede de distribuição não é, necessariamente, a nominal de 60 Hz, esta frequência tem uma tolerância de até 2% para variações, podendo assim atingir valores entre 58,8 e 61,2 Hz.

O problema no projeto de controladores que têm a frequência da rede como parâmetro está na adaptação destes à suas variações, como ocorre no projeto dos filtros ressonantes. Para resolver este problema, foi proposto em [3] um controle adaptativo para melhorar a performance do controlador P+Ressonante, onde a frequência de entrada do controlador era alterada de acordo com as alterações na frequência de operação da rede de distribuição.

2.3 O Controle *Droop*

2.3.1 Visão Geral

A abordagem *droop* se destaca entre as técnicas de controle para divisão de cargas que dispensam comunicação entre os geradores. Este método capta variações na potência solicitada pela carga e determina a respectiva variação da tensão no capacitor de saída, que é enviada à malha de controle integrado da planta. O controle *droop*, portanto, permite estabilizar a potência de saída do inversor atuando em conjunto com o controle da planta [4].

2.3.2 Fasores Dinâmicos

A necessidade de dinâmicas rápidas em circuitos de corrente alternada levou ao desenvolvimento do conceito de fasores variantes no tempo, ou fasores dinâmicos [15]. Esse conceito foi apresentado por Venkatasubramanian, Schattler e Zaborsky, como pode ser visto em [16].

A definição dos fasores dinâmicos parte de um sinal sinusoidal $x(t)$ com pulsação ω , na forma:

$$x(t) = \sqrt{2}\bar{x}(t) \cos \left[\int_0^t \omega(\tau) d\tau \right] \quad (23)$$

onde $\bar{x}(t)$ é seu valor eficaz. Com a fase inicial nula, a fase instantânea do fasor variante é dada por:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (24)$$

Para escrever o sinal de (23) na forma fasorial, deve-se adotar um ângulo de referência, tomando $\theta_0(t) = \omega_0 t$ como este ângulo, reescreve-se (23) como:

$$x(t) = \sqrt{2}\bar{x}(t) \cos[\theta_0(t) + \delta(t)] \quad (25)$$

A notação fasorial do sinal será:

$$x(t) = \Re\{\sqrt{2}\hat{X}(t)e^{j\omega_0 t}\} \quad (26)$$

$\hat{X}(t)$ é estabelecido de tal forma que, caso o sinal $x(t)$ seja uma senoide invariante no tempo, com amplitude e frequência constante, será equivalente à notação fasorial clássica. Em caso do sinal ser variante no tempo, o que ocorre em sistemas dinâmicos, $\hat{X}(t)$ é uma grandeza complexa, que pode ser escrita na notação polar como:

$$\hat{X}(t) = X(t)e^{j\delta(t)} \quad (27)$$

Assim, $\hat{X}(t)$ poderá ser decomposto em uma componente média, constante e uma componente variante no tempo. Levando à notação em fasores dinâmicos.

$$\begin{aligned} X(t) &= X + \tilde{x} \\ \delta(t) &= \delta + \tilde{\delta} \end{aligned} \quad (28)$$

A definição de Fasores Dinâmicos será essencial na modelagem da Malha de Potência.

2.3.3 Modelagem

2.3.3.1 Equações Básicas

A modelagem da malha de controle *droop* é baseada em [5]. Toma-se, inicialmente a relação entre a variação das potências ativa e reativa na saída do inversor proporcionais à variação da frequência de operação e magnitude da tensão de saída, respectivamente.

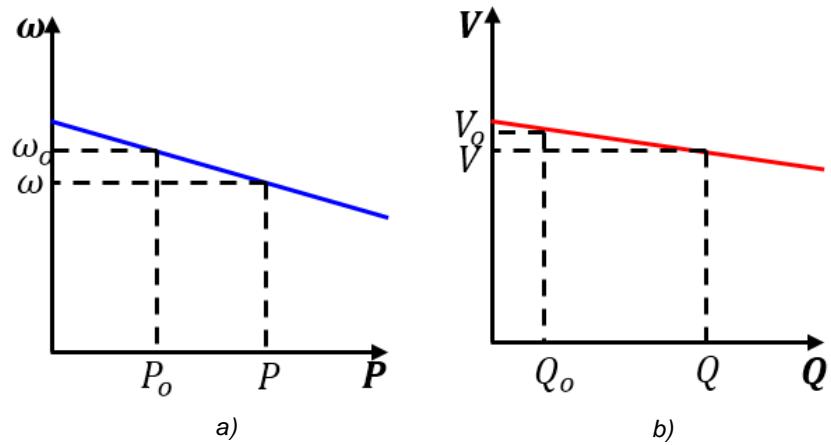


Figura 2.6 - Curvas das Relações *Droop*. a) Frequência e Potência Ativa. b) Tensão e Potência Reativa.

$$\frac{\partial \omega}{\partial P} = -K_\omega \quad (29)$$

$$\frac{\partial V}{\partial Q} = -K_u \quad (30)$$

Onde as constantes K_ω e K_u são utilizada para o controle. No sistema conectado, o controle do comportamento da tensão e da frequência é feito com um controlador PI, pois ω_o e V_o são fixados pela rede e o termo integral atuará somente na redução do erro de regime permanente. As equações (29) e (30) poderão ser escritas como:

$$\omega - \omega_o^* = - \left(K_{\omega p} + \frac{K_{\omega i}}{s} \right) (P - P^*) \quad (31)$$

$$V - V_o^* = - \left(K_{up} + \frac{K_{ui}}{s} \right) (Q - Q^*) \quad (32)$$

Nas equações (31) e (32), $K_{\omega p}$ e $K_{\omega i}$ representam as constantes proporcional e integral do controlador PI de frequência, respectivamente, e K_{up} e K_{ui} são as constantes proporcional e integral do controlador PI de tensão. ω_o^* é a frequência de operação da rede elétrica, obtida através do algoritmo de sincronização *phase locked loop* (PLL), e V_o^* corresponde à magnitude de tensão na rede. Por fim, P^* é a potência ativa solicitada pela carga e Q^* sua potência reativa.

Para obter um circuito equivalente a partir da saída do inversor, aplica-se o teorema de Thévenin no polo positivo da tensão v_o em uma das fases, na planta da Figura 2.1. Assim, pode-se reescrever a planta como um circuito equivalente, composto por dois geradores com tensões defasadas por uma impedância. Esta impedância se aproximará de L_o , dado que seu valor é muito maior e, portanto, prevalecente sobre a impedância da carga na análise de Thévenin. Este procedimento provém da Análise de Sistemas Estáticos.

No modelo, adota-se a possibilidade de variação da tensão eficaz na saída do inversor, causada pela conexão e desconexão das cargas, esta variação é representada por fasores dinâmicos [13] uma variação na magnitude \hat{v}_c e no ângulo de defasagem $\hat{\delta}$.

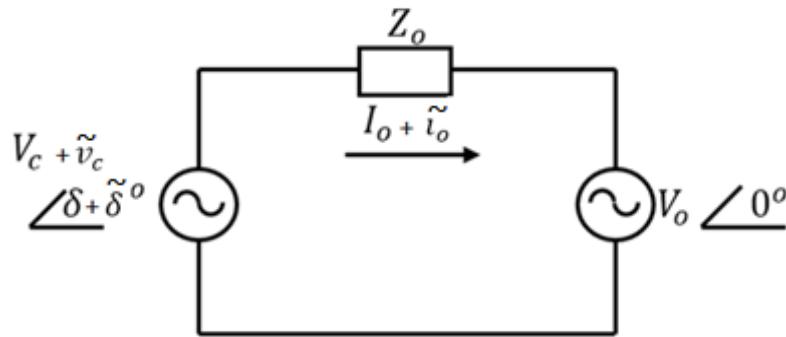


Figura 2.7-Equivalente de Thévenin da Planta.

Onde V_o representa a tensão de fase na carga, $V_c + \tilde{V}_c$ é a tensão de fase no capacitor do filtro LCL, $\delta + \tilde{\delta}$ é a defasagem causada pela impedância $Z_o \approx L_o$ e $I_o + \tilde{I}_o$ é a corrente de saída do inversor. Como a variação na tensão do inversor é projetada para ser baixa, pode-se adotar a aproximação $\cos(\tilde{\delta}) = 1$ e $\sin(\tilde{\delta}) = \tilde{\delta}$.

2.3.3.1 Pequenos Sinais

Fasorialmente, a potência aparente entregue pelo sistema pode ser expressa por:

$$S_{1\phi} = V_o I_o^* \quad (33)$$

Aplicando-se a Lei de Kirchoff das Tensões (LKT) na malha da Figura 2.7, pode-se deduzir que:

$$\begin{aligned} I_o + \tilde{I}_o &= \frac{V_c \sin(\delta) + V_c \cos(\delta) \tilde{\delta} + \tilde{V}_c \sin(\delta) + \tilde{V}_c \cos(\delta) \tilde{\delta}}{\omega_o L_o} \\ &- j \frac{V_c \cos(\delta) - V_c \sin(\delta) \tilde{\delta} + \tilde{V}_c \cos(\delta) - \tilde{V}_c \sin(\delta) \tilde{\delta} - V_o}{\omega_o L_o} \end{aligned} \quad (34)$$

Logo, a potência aparente entregue pelo inversor é calculada pela multiplicação do conjugado da corrente em (28) e pela tensão no ponto de conexão da carga.

$$\begin{aligned}
 & S_{1\phi} + \tilde{S}_{1\phi} \\
 &= \frac{V_o V_c \sin(\delta) + V_o V_c \cos(\delta) \tilde{\delta} + V_o \tilde{v}_c \sin(\delta) + V_o \tilde{v}_c \cos(\delta) \tilde{\delta}}{\omega_o L_o} \\
 &+ j \frac{V_o V_c \cos(\delta) - V_o V_c \sin(\delta) \tilde{\delta} + V_o \tilde{v}_c \cos(\delta) - V_o \tilde{v}_c \sin(\delta) \tilde{\delta} - V_o^2}{\omega_o L_o}
 \end{aligned} \tag{35}$$

No sistema trifásico balanceado, $S_{3\phi} = 3S_{1\phi}$, logo $P_{3\phi} = 3\text{Re}(S_{1\phi})$ e $Q_{3\phi} = 3\text{Im}(S_{1\phi})$, as potências ativa e reativa são, respectivamente, iguais a:

$$\begin{aligned}
 & P_{3\phi} + \tilde{P}_{3\phi} \\
 &= \frac{3V_o V_c \sin(\delta) + 3V_o V_c \cos(\delta) \tilde{\delta} + 3V_o \tilde{v}_c \sin(\delta) + 3V_o \tilde{v}_c \cos(\delta) \tilde{\delta}}{\omega_o L_o}
 \end{aligned} \tag{36}$$

$$\begin{aligned}
 & Q_{3\phi} + \tilde{Q}_{3\phi} \\
 &= \frac{3V_o V_c \cos(\delta) - 3V_o V_c \sin(\delta) \tilde{\delta} + 3V_o \tilde{v}_c \cos(\delta) - 3V_o \tilde{v}_c \sin(\delta) \tilde{\delta} - 3V_o^2}{\omega_o L_o}
 \end{aligned} \tag{37}$$

Das equações (36) e (37), pode-se analisar diretamente a influência das alterações nos valores eficaz e de fase da tensão na saída do inversor sobre a potência fornecida pelo mesmo, para isto, separa-se as equações em suas componentes DC e variante no tempo, como feito nas equações (32) e (33).

$$\begin{aligned}
 & P_{3\phi} + \tilde{P}_{3\phi} = \\
 & \underbrace{\frac{3V_o V_c \sin(\delta)}{\omega_o L_o}}_{DC} + \underbrace{\frac{3V_o V_c \cos(\delta) \tilde{\delta}}{\omega_o L_o}}_{1^a ordem} + \underbrace{\frac{3V_o \tilde{v}_c \sin(\delta)}{\omega_o L_o}}_{1^a ordem} + \underbrace{\frac{3V_o \tilde{v}_c \cos(\delta) \tilde{\delta}}{\omega_o L_o}}_{2^a ordem}
 \end{aligned} \tag{38}$$

$$\begin{aligned}
 & Q_{3\phi} + \tilde{Q}_{3\phi} = \\
 & \underbrace{-\frac{3V_o^2}{\omega_o L_o}}_{DC} + \underbrace{\frac{3V_o V_c \cos(\delta)}{\omega_o L_o}}_{1^a ordem} - \underbrace{\frac{3V_o V_c \sin(\delta) \tilde{\delta}}{\omega_o L_o}}_{1^a ordem} + \underbrace{\frac{3V_o \tilde{v}_c \cos(\delta)}{\omega_o L_o}}_{1^a ordem} - \underbrace{\frac{3V_o \tilde{v}_c \sin(\delta) \tilde{\delta}}{\omega_o L_o}}_{2^a ordem}
 \end{aligned} \tag{39}$$

Logo, a análise de pequenos sinais consiste em determinar o comportamento das potências com uma pequena variação na tensão do inversor em torno de um ponto de equilíbrio definido pelas componentes DC, assim, tomando as relações de 1^a ordem das equações (38) e (39), como em [5]:

$$\tilde{P}_{3\phi} = \frac{3V_o}{\omega_o L_o} (\sin(\delta_e) \tilde{v}_c + V_{c_e} \cos(\delta_e) \tilde{\delta}) \quad (40)$$

$$\tilde{Q}_{3\phi} = \frac{3V_o}{\omega_o L_o} (\cos(\delta_e) \tilde{v}_c - V_{c_e} \sin(\delta_e) \tilde{\delta}) \quad (41)$$

em que δ_e e V_{c_e} são a defasagem e a tensão no ponto de equilíbrio, respectivamente. Para que haja desacoplamento entre as variações de potência ativa e reativa deseja-se que δ_e seja nulo. Este ato reduz a margem de defasagem possível entre o inversor e a rede, consequentemente solicitando uma baixa indutância de desacoplamento. Portanto, toma-se $\delta_e = 0^\circ$ e V_{c_e} como a tensão de fase nominal do sistema, $V_{c_e} = 127 V$.

$$\tilde{P}_{3\phi} = \frac{3V_o}{\omega_o L_o} V_{c_e} \tilde{\delta} \quad (42)$$

$$\tilde{Q}_{3\phi} = \frac{3V_o}{\omega_o L_o} \tilde{v}_c \quad (43)$$

Refletindo a pequena variação em (31) e (32), com $\delta = \int \omega dt$:

$$\tilde{\omega} - \tilde{\omega}_o^* = \left(K_{\omega_P} + \frac{K_{\omega i}}{s} \right) (\tilde{P}^* - \tilde{P}_{med}) \quad (44)$$

$$\tilde{V} - \tilde{V}_o^* = \left(K_{u_P} + \frac{K_{u i}}{s} \right) (\tilde{Q}^* - \tilde{Q}_{med}) \quad (45)$$

Por fim, é possível desenhar as malhas de controle de potência.

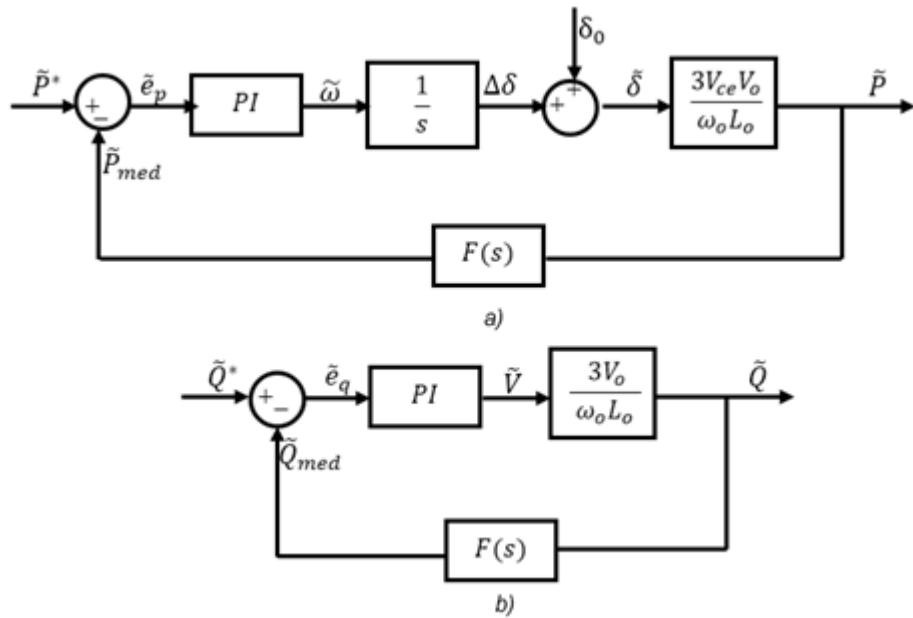


Figura 2.8 - Malha de Controle Droop. a) Potência Ativa. b) Potência Reativa.

Na malha de controle da figura 2.7a, percebe-se um sinal de entrada δ_o que se acrescenta à defasagem da tensão no capacitor. Este sinal de perturbação é contínuo e representa a defasagem inicial entre a tensão no capacitor e a tensão do inversor e, para tomar medida deste valor, basta verificar a defasagem das curvas de tensão no momento anterior à conclusão do sincronismo.

No sinal de saída na malha de controle existem oscilações inerentes à aproximação de pequenos sinais, que podem causar distúrbios na operação da mesma. Para anular o efeito destas, o sinal de erro na entrada do controlador é calculado em função da potência média na saída da malha de controle. Para este cálculo, aplica-se um filtro de média móvel, capaz de filtrar o ruído. Desta forma:

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t p(t) dt \quad (46)$$

$$Q_{med} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t q(t) dt \quad (47)$$

Neste filtro, o valor de saída será atualizado a cada nova entrada, de acordo com uma janela de amostragem pré-estabelecida. A função de transferência deste filtro é:

$$F(s) = \frac{1}{sT} (1 - e^{-sT}). \quad (48)$$

Utilizando uma transformação de Padé de Segunda Ordem, pode-se obter uma aproximação do termo e^{-sT} em uma função de transferência contínua, da seguinte forma:

$$e^{-sT} \approx \frac{\frac{T^2}{12s^2} - \frac{T}{2s} + 1}{\frac{T^2}{12s^2} + \frac{T}{2s} + 1} \quad (49)$$

Substituindo (49) em (48):

$$F(s) = \frac{1}{\frac{T^2}{12}s^2 + \frac{T}{2}s + 1} \quad (50)$$

Em [5], pode-se verificar a resposta do sistema a outros tipos de filtragem, como na utilização de um filtro passa-baixa ou simplesmente enviando o sinal sem tratamento para o controlador. O autor conclui, neste caso, que o filtro de média móvel apresenta melhor tempo de resposta e maior capacidade de redução do *ripple* no regime permanente em vista dos outros filtros apresentados.

2.4 Algoritmo de sincronização

Para serem conectados à rede de energia elétrica, os geradores distribuídos devem passar por um processo de sincronização para garantir que não ocorrerão falhas na sua operação e a manutenção da qualidade da energia elétrica. Sistemas de proteção são utilizados para garantir que geradores dessincronizados não possam ser conectados. No modo clássico, a sincronização pode ser realizada manualmente através do teste das lâmpadas, porém, com o advento da computação, algoritmos sofisticados foram desenvolvidos para garantir o sincronismo rapidamente e eficientemente, estes são nomeados algoritmos de sincronização.

O algoritmo de sincronização é responsável por fornecer uma referência de frequência ao controle do inversor da geração distribuída, garantindo sua sincronização com a rede de energia elétrica. Baseando-se em [1], propõe-se a utilização de um algoritmo PLL (*Phase Locked Loop*) para a sincronização, esquematizado no diagrama da Figura 2.8.

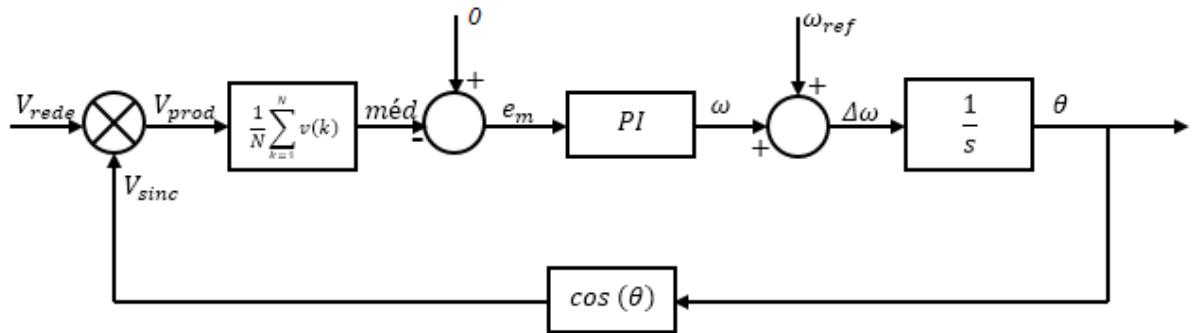


Figura 2.9 - Malha de Sincronismo Phase Locked Loop.

O algoritmo de sincronização PLL toma um sinal senoidal de tensão em sua entrada como referência (V_{rede}), este sinal é comparado com um sinal defasado (V_{sinc}) através do produto interno entre ambos. A seguir, amostra-se o sinal resultante do produto (V_{prod}) e toma-se a média dos valores contidos dentro da janela de amostragem através de um filtro de média móvel, neste trabalho, esta janela foi de $N = 200$ pontos. Para verificar a existência do sincronismo, compara-se o valor médio resultante com 0. Caso não haja sincronismo ($e_m \neq 0$), o controlador PI deve atuar

ajustando os valores em sua saída para anular o sinal em sua entrada, com isto, o mesmo gera uma referência em frequência (ω) que, a seguir, é integrada novamente.

A integração do sinal de frequência resulta no ângulo de fase do sinal V_{rede} (θ), que é utilizado como referência para o controle e sincronização da tensão de saída do inversor.

A comparação do valor médio com 0 tem por objetivo verificar a ortogonalidade dos sinais de tensão, pois, na ocorrência de sincronização, estes sinais estarão defasados totalmente em 90 graus, resultando em um produto interno nulo.

2.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi descrito o sistema a ser trabalhado, também foram desenvolvidos o equacionamento teórico da planta do sistema e do controle *droop* e, por fim, foi apresentado o algoritmo de sincronismo a ser utilizado.

Na malha de controle da planta apresentada é possível verificar a integração do controle de tensão e de corrente e, pode-se perceber, na malha de controle *droop*, como ocorre o procedimento de definição da variação da tensão no inversor através da variação da potência solicitada do sistema.

3. Projeto dos Controladores

Esta etapa do trabalho dedica-se a demonstrar como foi feito o projeto das malhas de controle propostas e a análise de suas respostas. Além disso, é nesta etapa em que o ajuste dos parâmetros dos controladores é feito, com auxílio de técnicas computacionais.

3.1 Projeto dos controladores PI.

Projetar um controlador PI significa determinar seus ganhos proporcional e integral de modo que o controle faça com que a variável controlada se atenha a determinados requisitos.

Neste projeto, a existência de três malhas de controle conectadas em cascata exige que a atuação das malhas posteriores seja mais lenta do que as que se situam no início da cadeia, de modo que os sinais trabalhados já se encontrem em regime permanente quando regulados. Portanto, regula-se os ganhos dos controladores de modo que o tempo de acomodação de sua resposta seja reduzido em uma década a cada malha do circuito de controle.

O lugar de raízes plota, no plano complexo, a possível localização dos polos e zeros do sistema com diferentes valores de ganho, cada raiz (x_i) possui um valor da constante de amortecimento (ζ) e frequência natural (ω_n) associados, na forma:

$$x_i = \sigma_i + j\omega_{d_i} \quad (51)$$

onde σ_i é a atenuação e ω_{d_i} é a frequência amortecida associados à raiz.

Da figura 3.1, se deduz, portanto:

$$\zeta = \cos(\phi) \quad (52)$$

$$\sigma = \zeta\omega_n \quad (53)$$

$$\omega_d = w_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (54)$$

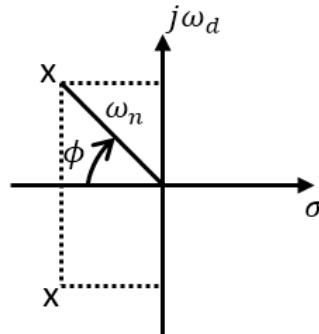


Figura 3.1 - Posição dos polos no plano complexo

Analizando a resposta da malha de controle, como feito em [14], é possível estabelecer tanto a relação entre o tempo de acomodação com o coeficiente de amortecimento e a frequência natural bem como a influência do amortecimento sobre o overshoot máximo, expressas nas equações (55) e (56):

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (55)$$

com tolerância de 2% de erro.

$$M_p = e^{-\frac{\pi \zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (56)$$

Portanto, nota-se que é possível determinar os ganhos dos controladores limitando a área no plano complexo do lugar de raízes, de acordo com ζ e t_s determinados, e escolhendo os polos que permaneçam na área limitada.

3.2 Controle Integrado de Tensão e Corrente.

Na Figura 2.4, pode-se verificar a malha utilizada no controle da planta. Na estrutura, as malhas de controle são conectadas em cascata, onde a malha de corrente encontra-se interna à malha de tensão. A resposta da malha de corrente, portanto, é controlada com tempo de acomodação uma década abaixo da resposta da malha de tensão e, deste modo, a malha interna é vista como um ganho pelo controlador P+Ressonante, permitindo o desacoplamento de ambos [3].

3.2.1 Malha Interna de Corrente

O projeto da malha de controle da planta é iniciado pela malha interna de corrente, visto que seus parâmetros devem estar determinados no projeto da malha de tensão. A Malha de Corrente apresentará a resposta mais rápida das malhas de controle, por isso, sua frequência de corte e, consequentemente, seu tempo de acomodação, deve ser estabelecido uma década abaixo da frequência de chaveamento do inversor, que, no projeto, é de 12 kHz.

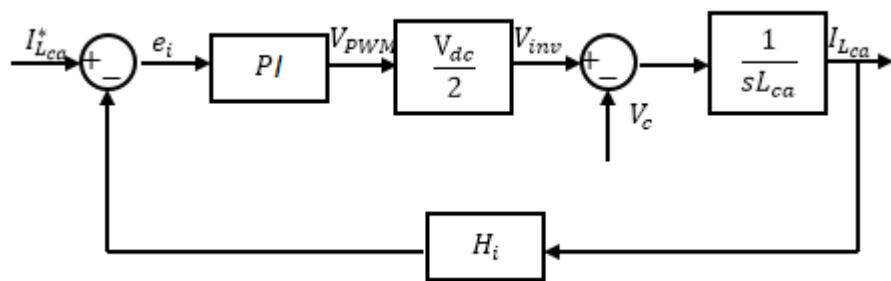


Figura 3.2 - Malha de Controle de Corrente.

Conforme exposto no item 1, é necessária a determinação da localização das raízes da malha. Da função de transferência de malha aberta do sistema não controlado, isto é, na ausência do controlador, se obtém o lugar de raízes, descrito na Figura 3.3.

$$G_{MAi}(s) = \frac{V_{dc}H_i}{2L_{ca}s} \quad (57)$$

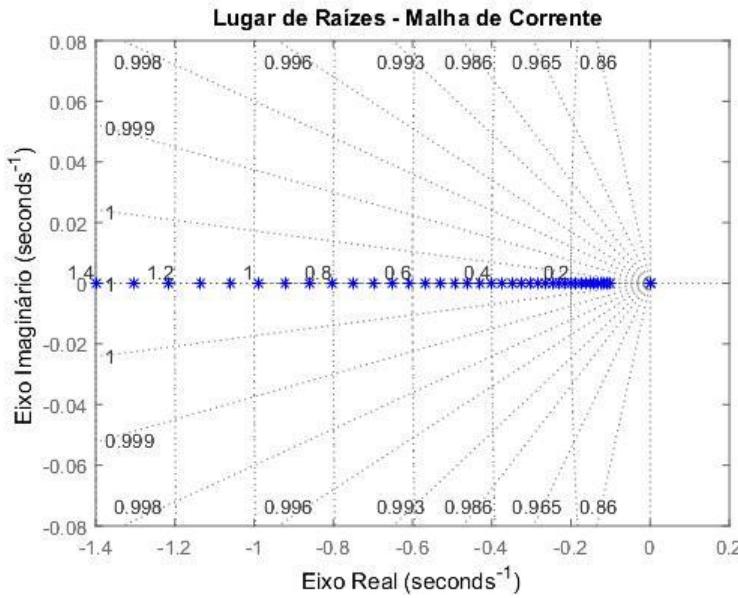


Figura 3.3 - Lugar de Raízes da Malha de Corrente

Do lugar de raízes, portanto, pode-se extrair o valor do ganho do controlador de corrente, exibido na tabela 3.1, em conjunto com outros parâmetros da malha.

Tabela 3.1 - Parâmetros da Malha de Controle de Corrente da planta

Variável	Valor
V_{dc} (V)	48
L_{ca} (mH)	25
H_i	1
ω_{ci} (rad/s)	7539
K_{pi}	6,22
K_{ii}	10175,92
M_p (%)	14
t_s (ms)	1,62

Nas Figuras 3.2 e 3.3, pode-se verificar, respectivamente, a resposta a um degrau de corrente nominal (3,93 A) e o diagrama de bode da malha, que permite verificar a frequência de corte e a margem de fase obtidas. Foi aplicada um degrau de 127 V na entrada de distúrbio V_c para esta resposta.

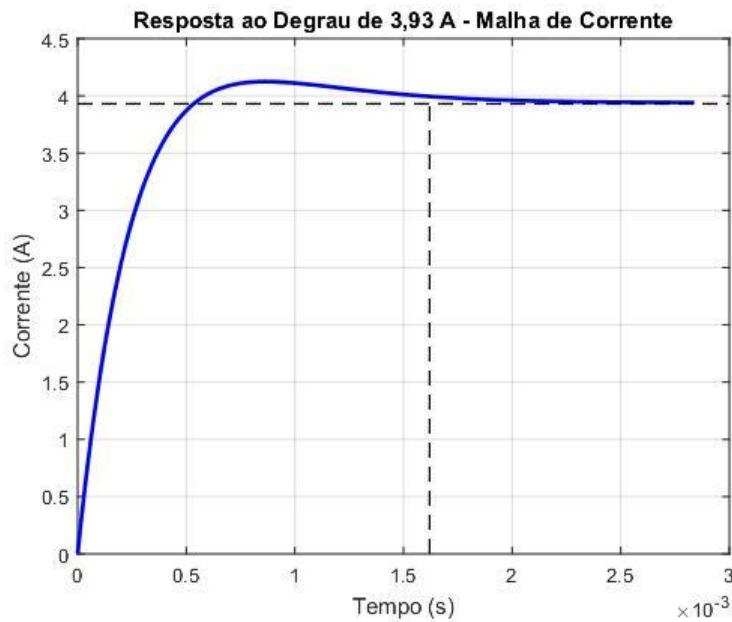


Figura 3.4-Resposta da Malha de Controle de Corrente a um degrau de 3,93A.

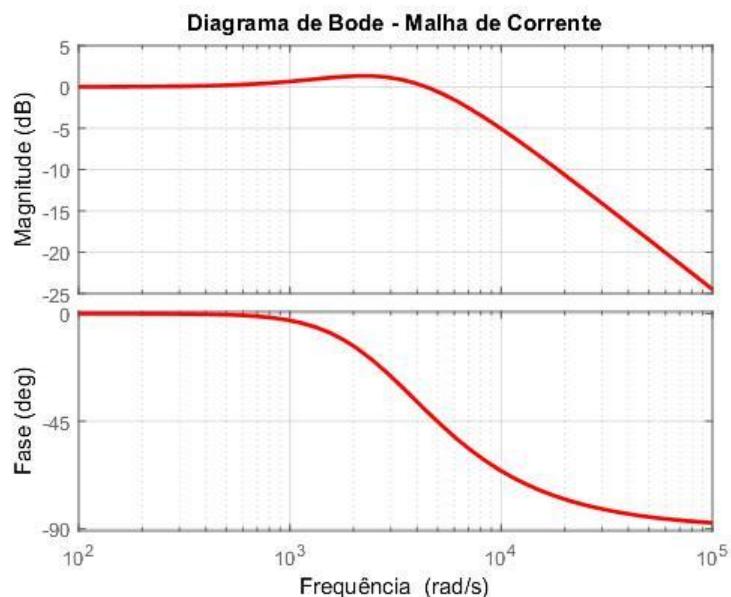


Figura 3.5-Resposta em frequência da Malha de Controle de Corrente com controlador P .

O tempo de acomodação, conforme planejado, estabeleceu-se em 1,62 ms. Pela resposta em frequência, exibida no diagrama de Bode da Figura 3.5, constata-se a margem de fase de $40,5^\circ$ e frequência de corte de $1,2\text{ kHz}$, bem como a estabilidade do sistema controlado, ao possuir margem de fase negativa [12].

3.2.2 Malha Externa de Tensão

Projetada a malha interna, parte-se para a definição dos parâmetros para o controle da malha de tensão, externa. Primeiramente, toma-se o tempo de acomodação uma década acima do utilizado no item anterior para o desacoplamento das malhas pois, nesta situação, a malha de corrente é vista como um ganho pela malha externa.

A malha de controle de tensão a ser projetada é estruturada como na Figura 3.6, com os ganhos do controlador PI já definidos.

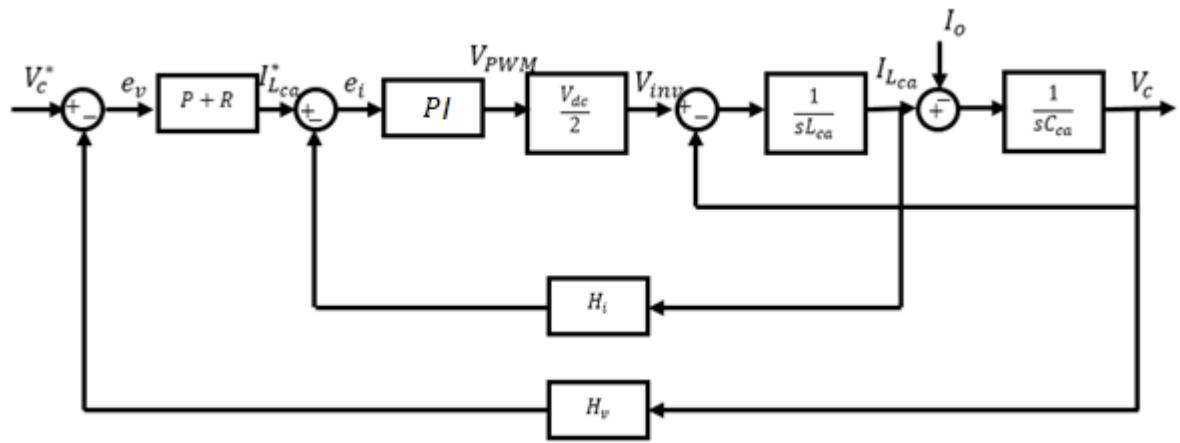


Figura 3.6 - Malha de Controle da Tensão.

A seguir, procede-se como no projeto do controlador PI da malha de corrente, exceto que, neste caso, o ganho integral será distribuído pelos filtros ressonantes. Tomando a função de transferência de malha aberta, determina-se o diagrama de lugar de raízes da malha.

$$G_{MAv}(s) = \frac{V_{dc}H_vK_{pi}K_{pv}s^2 + (V_{dc}H_vK_{ii}K_{pv} + V_{dc}H_vK_{pi}K_{iv})s + V_{dc}H_vK_{ii}K_{iv}}{2L_{ca}C_{ca}s^4 + V_{dc}H_iK_{pi}C_{ca}s^3 + (V_{dc}H_iK_{ii}C_{ca} + 2)s^2}$$

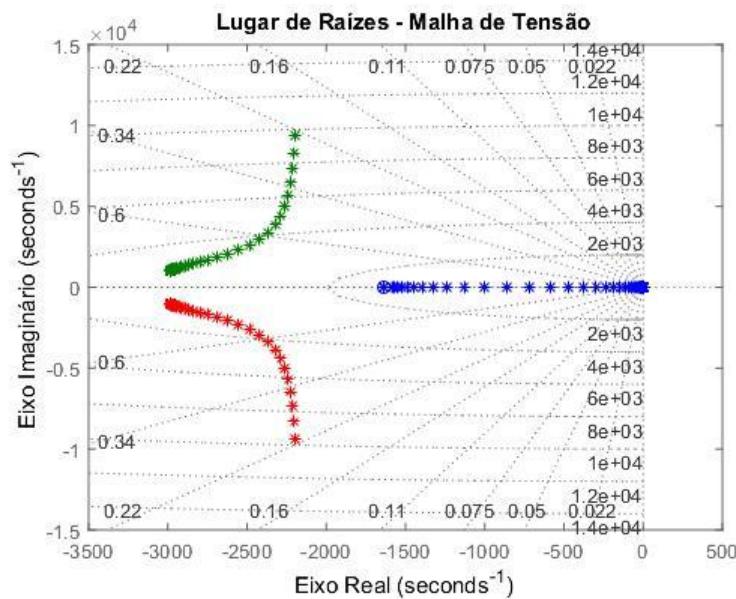


Figura 3.7 - Lugar de Raízes da Malha de Tensão.

Extrai-se, a seguir, os ganhos proporcional e integral do controlador da malha, que são apresentados na Tabela 3.2, juntamente com outros parâmetros obtidos.

Tabela 3.2 - Parâmetros da Malha de Controle de Tensão da planta

Variável	Valor
L_{ca} (mH)	25
C_{ca} (μ F)	160
H_v	1
ω_{cv} (rad/s)	901
K_{pv}	0,095
K_{iv}	27,12
M_p (%)	20
t_s (ms)	12,6

Por fim, aplicando um degrau de 127 V na entrada da malha e 3,93 A no distúrbio, ambos valores nominais do inversor, obtém-se a curva exibida na Figura 3.8, a resposta ao degrau da malha. Na Figura 3.9, pode ser verificada a resposta em frequência da malha de tensão, definindo sua frequência de corte e margem de fase.

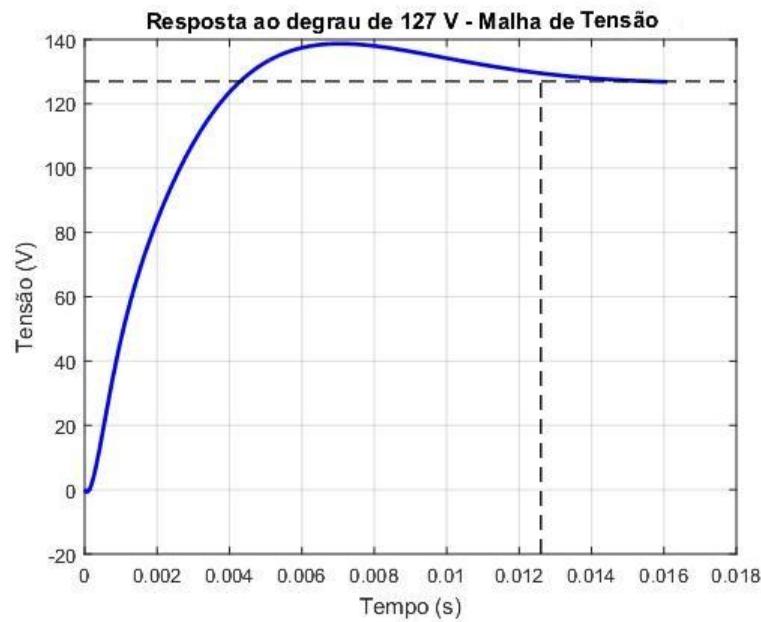


Figura 3.8 - Resposta a um degrau de 127 na malha de tensão.

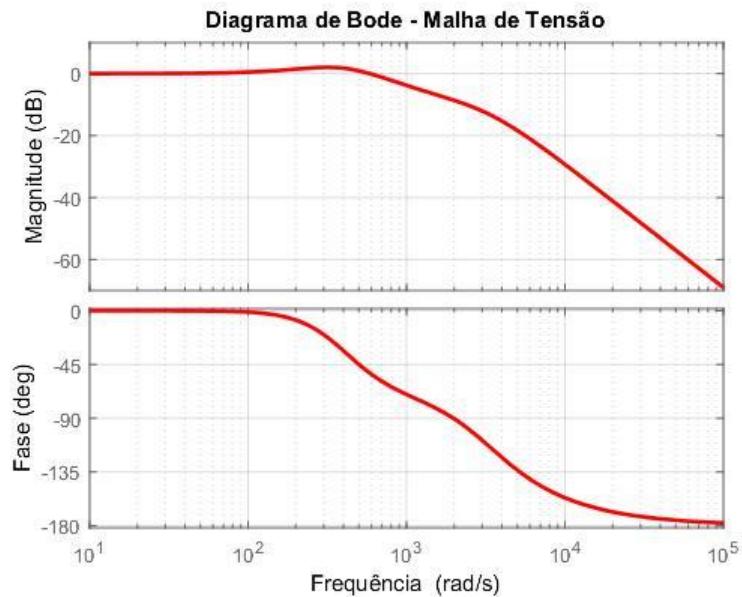


Figura 3.9 - Resposta em frequência da Malha de Controle de Tensão da planta com controlador PI.

Comparando a figura 3.8 com a Figura 3.4, percebe-se que o tempo de acomodação da resposta da malha externa está uma década acima do que o da malha interna, conforme planejado. Na resposta em frequência, nota-se a frequência de corte da malha com valor de 143,4 Hz, margem de fase de 50° negativos, resultando em uma malha estável.

3.3 Controle Droop

Nesta etapa, o projeto consiste em definir os ganhos responsáveis pela inclinação das malhas de controle de potência ativa e reativa. O projeto é simplificado, dado que os pontos de equilíbrio foram escolhidos de modo a desacoplar ambas as malhas de potência podendo projetar um controlador por vez e verificar se os resultados estão de acordo com solicitado.

O método de projeto é o apresentado no item 3.1, por lugar de raízes, como utilizado na definição do controle da planta.

3.3.1 Controle Droop de Potência Ativa

Como apresentado no capítulo 2, item 2.3, a malha de controle de potência ativa tem por função detectar uma alteração de potência eficaz requisitada por cargas ao serem conectadas ou desconectadas no sistema e, a partir desta leitura, determinar o incremento ou decremento causado na frequência da tensão de saída do inversor.

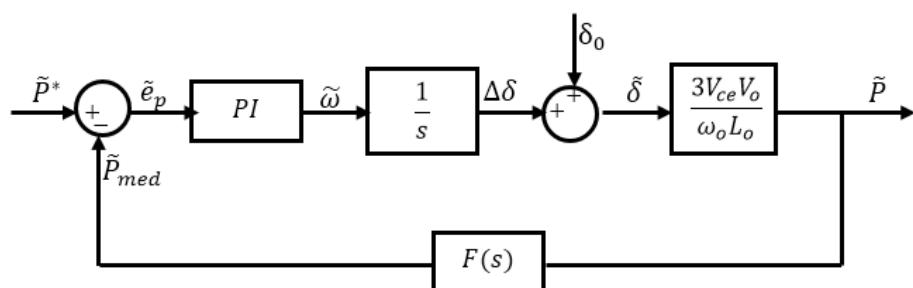


Figura 3.10 - Malha de controle da Potência Ativa

Com a estrutura da Figura 3.7, pode-se determinar a função de transferência de malha aberta como:

$$G_{MAP}(s) = \frac{3V_{ce}V_o}{\omega_o L_o} \frac{1}{\frac{T^2}{12}s^3 + \frac{T}{2}s^2 + s} \quad (59)$$

Desenhando o lugar de raízes:

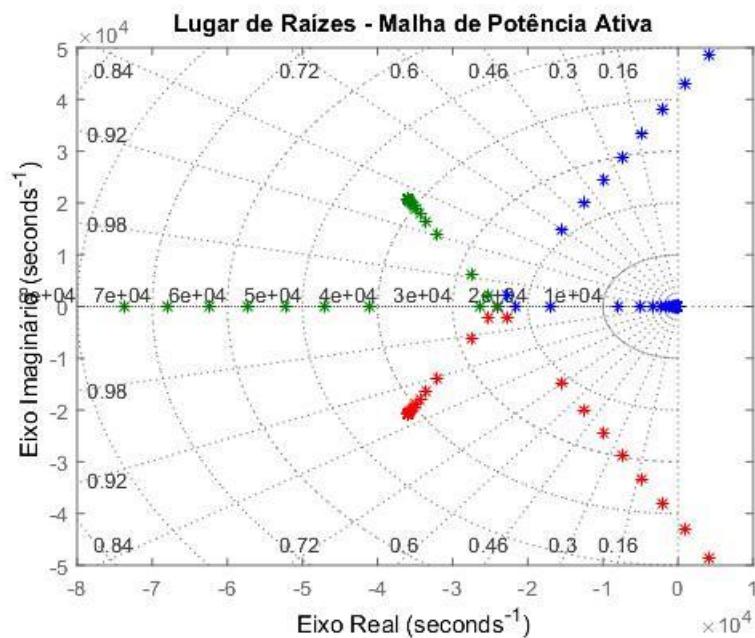


Figura 3.11 - Lugar de Raízes da Malha de Potência Ativa.

Na Figura 3.11, pode-se alocar os polos de modo que o ganho $K_{\omega p}$ seja igual ao mostrado na Tabela 3.3, nesta tabela também são exibidos outros parâmetros da malha de potência ativa.

Tabela 3.3-Parâmetros da Malha de Controle Droop de Potência Ativa.

Variável	Valor
L_o (mH)	25
V_o (V)	127
V_{ce} (V)	127
ω_o (rad/s)	377
ω_c (rad/s)	84,1
$K_{\omega p}$	0,012
$K_{\omega i}$	0,29
M_p (%)	19,2
t_s (ms)	132

Na figura 3.12, verifica-se a resposta da malha a um degrau de 400W, aplicando os parâmetros ajustados. Nesta situação, há influência do ângulo de defasagem inicial entre o inversor e a rede na resposta desta, percebendo-se assim a importância de garantir o sincronismo entre a rede e o gerador para que haja a conexão. Pelo Figura 3.12, pode-se considerar a defasagem negativa de 0,005º como satisfatória para que a conexão seja permitida.

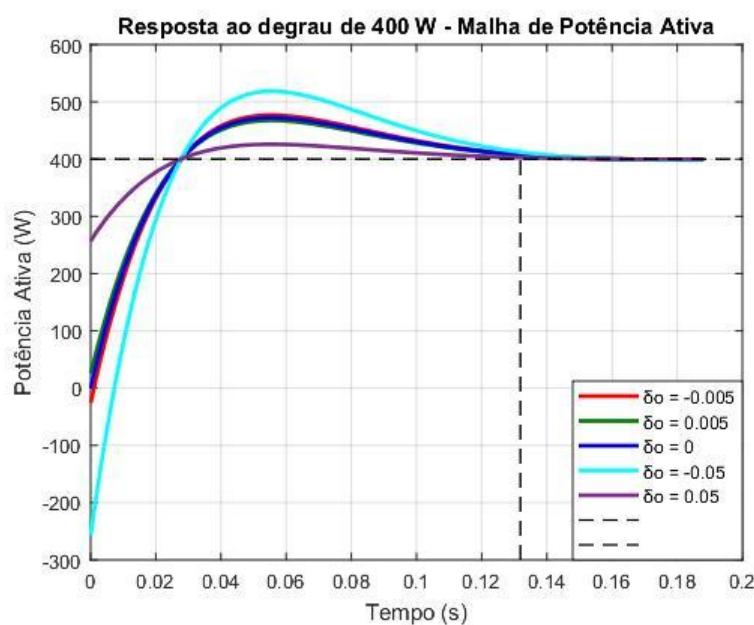


Figura 3.12 - Resposta a um degrau de 400W, com diferentes valores de defasagem inicial, conforme legenda.

A resposta em frequência da malha de potência ativa é apresentada na Figura 3.13, onde verifica-se a estabilidade desta e sua frequência de corte.

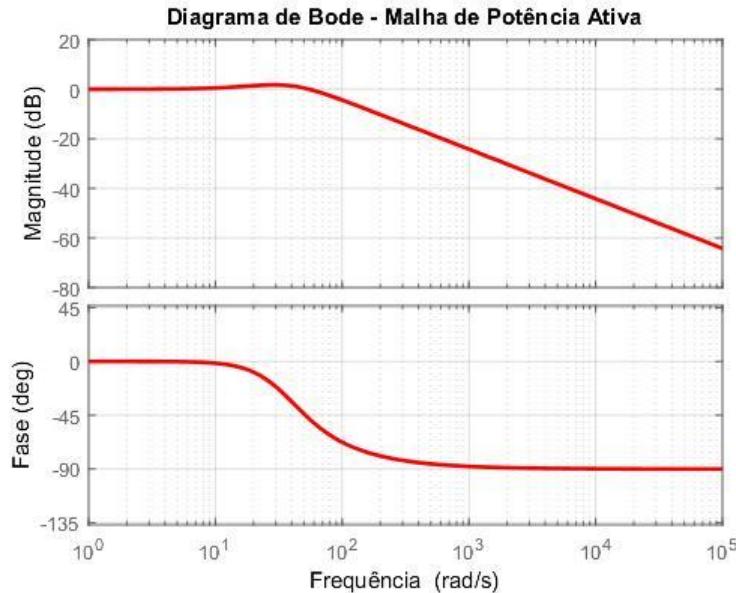


Figura 3.13 - Resposta no domínio da frequência da malha de potência ativa.

3.3.2 Controle *Droop* de Potência Reativa

Para a finalização do Controle *Droop*, projeta-se o controlador de potência reativa. Neste caso, o controlador deverá medir alterações na potência reativa solicitada pela carga, que ocorrem na conexão e desconexão de elementos na micro-rede. Proporcionalmente à variação, o controlador precisa fornecer a mudança que ocorre na magnitude da tensão de saída do inversor, tensão esta que será enviada ao controle da planta. O controlador de potência reativa deve, então, estabilizar o valor de potência de acordo com a referência recebida. A Figura 3.14 mostra a malha de controle da potência reativa.

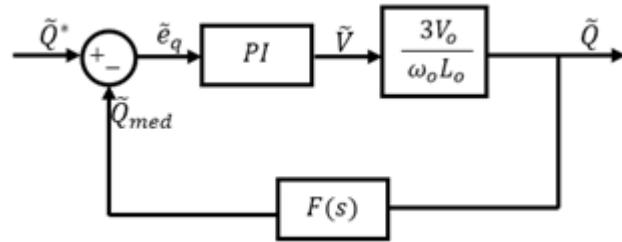


Figura 3.14 - Malha de Controle da Potência Reativa.

A função de transferência de malha aberta é dada por (56).

$$G_{MAq}(s) = \frac{3V_o}{\omega_o L_o} \frac{1}{\frac{T^2}{12}s^2 + \frac{T}{2}s + 1} \quad (60)$$

Logo, desenha-se o lugar de raízes da Figura 3.15.

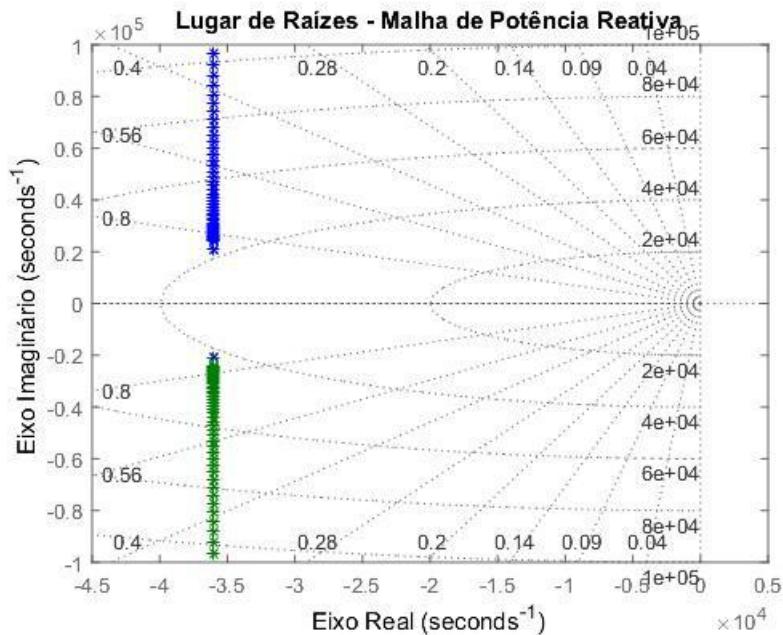


Figura 3.15 - Lugar de Raízes da Malha de Potência Reativa.

É possível perceber que não há a possibilidade de definição do tempo de acomodação t_s através do ganho K_{up} , pois os polos da malha possuem coeficiente de atenuação constante. A adição da componente integral no controlador visa tornar o

ajuste possível, logo t_s poderá ser regulado ao ajustar o ganho K_{ui} . A definição de K_{up} se dá em função do erro de regime permanente e do *overshoot*.

A Tabela 3.4 apresenta os parâmetros calculados para a malha de potência reativa.

Tabela 3.4- Parâmetros da Malha de Controle Droop de Potência Reativa.

Variável	Valor
L_o (mH)	25
V_o (V)	127
ω_o (rad/s)	377
ω_c (rad/s)	66,7
K_{up}	0
K_{ui}	1,65
M_p (%)	0
t_s (ms)	58,5

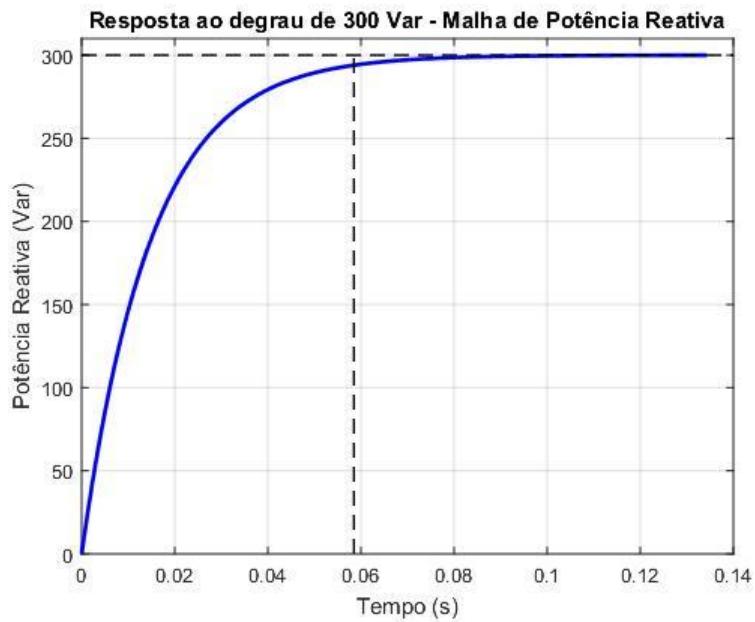


Figura 3.16 - Resposta a um degrau de 300 Var da malha de Controle de Potência Reativa.

Na resposta em frequência, pode-se visualizar a frequência de corte da malha e verificar sua estabilidade.

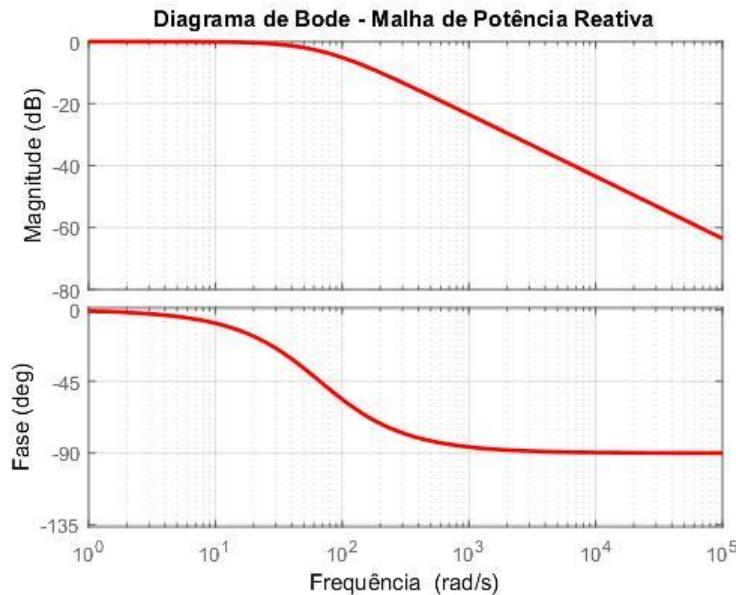


Figura 3.17 - Resposta no domínio da frequência da malha de controle de potência reativa.

Finaliza-se aqui o dimensionamento do Controle Droop, podendo ser empregado na obtenção da variação da tensão de saída do inversor. Para terminar o projeto da planta controle, antes da simulação total do sistema, procede-se com o projeto do Algoritmo de Sincronização, realizado no próximo tópico.

3.4 Algoritmo de Sincronização

Conforme exposto no capítulo 2, o algoritmo de sincronização tem a função de determinar o ângulo de fase da rede elétrica a que o inversor de tensão será conectado e, a partir deste, controlar o sincronismo do inversor.

Na metodologia *Phase Locked Loop* utilizada, é empregado um compensador PI na malha do algoritmo, devendo este ser projetado para atender aos requisitos impostos. Como a conexão deve ser rápida, o tempo de resposta deste controlador deve ser mínimo, não podendo ocorrer sobretensões da acima de 10% da nominal [2].

Prosseguindo com o projeto, determina-se a função de transferência de malha fechada do algoritmo PLL como:

$$H_{PLL}(s) = \frac{K_{ppll}s + K_{ipll}}{s^2 + K_{ppll}s + K_{ipll}} \quad (61)$$

Comparando-se a função de transferência de malha fechada da malha de sincronismo em (55) com a função de transferência de malha fechada padrão para um sistema de segunda ordem, na equação (56), pode-se determinar os ganhos em função da frequência natural (ω_n) e coeficiente de amortecimento (ζ).

$$H_{MF}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (62)$$

$$K_{ppll} = 2\zeta\omega_n \quad (63)$$

$$K_{ipll} = \omega_n^2 \quad (64)$$

Nota-se que, se a frequência natural determinada do sistema for muito alta, o controle estará suscetível a ruídos e, como a malha trabalhará com sinais oscilantes, estes são indesejáveis. Assim determina-se os ganhos de modo que o *overshoot* seja reduzido e o tempo de acomodação não permita a passagem de ruídos que possam causar a instabilidade da planta [1], [3].

Os parâmetros utilizados estão expressos na tabela 3.5.

Tabela 3.5 - Parâmetros da Malha de Sincronização PLL.

Variável	Valor
ω_n (rad/s)	6π
ζ	0,707
K_{ppll}	26,65
K_{ipll}	355,31

Na figura 3.18 abaixo, pode-se verificar a velocidade com que o algoritmo consegue realizar a sincronização com a rede, tensão nominal de $127 V_{rms}$ comparando-se a forma de onda da tensão no inversor com a rede e o momento que a frequência atinge se estabiliza em 60Hz.

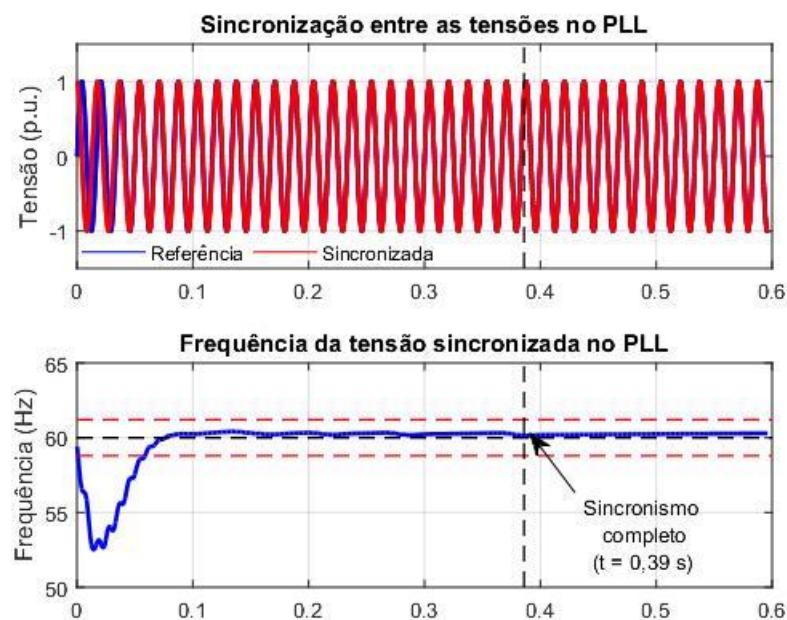


Figura 3.18 – Atuação do PLL em a) Curvas de sincronização entre as tensões de referência e sincronizada. b) Frequência da onda sincronizada .

Percebe-se, portanto, que o tempo necessário para que a sincronização seja completa pelo algoritmo PLL, com os parâmetros utilizados, é de 0,39 s.

3.5 Filtros Ressonantes

Os filtros ressonantes são associados ao controlador da malha de Tensão da Planta, constituindo o controlador Proporcional Ressonante. O critério de projeto dos filtros é manter o sinal de saída com erro de regime permanente nulo no caso de sinais oscilantes na entrada.

Devido à sua característica integrativa, o ganho integral K_{iv} , apresentado na Tabela 3.2, é associado aos filtros empregados e o ganho proporcional K_{pv} é conectado em paralelo.

Tomando o sinal de entrada na malha de tensão aberta, pode-se determinar o espectro de frequência presente no mesmo, através da transformada de Fourier.

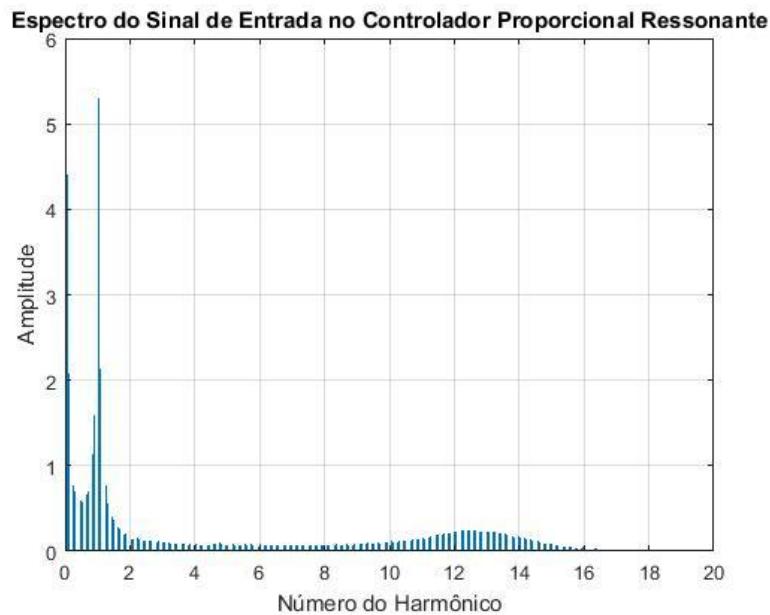


Figura 3.19 - Espectro do Sinal de Entrada do Controlador Proporcional Ressonante com frequência fundamental de 60Hz.

Da figura 3.19, pode-se afirmar que há a presença tanto de sub-harmônicos quanto de harmônicos no sinal. Os sub-harmônicos possuirão influência reduzida sobre o sinal a ser controlado no sistema, assim como os harmônicos pares [3]. Deste modo, projeta-se os filtros ressonantes com frequências de cortes equivalentes às dos harmônicos ímpares, até a 15^a ordem, a partir do qual a presença de harmônicos é insignificante.

Sugere-se aqui que a divisão do ganho integral seja feita através de uma ponderação da amplitude do sinal com a soma da amplitude total dos harmônicos, na forma da equação (65).

$$K_{In} = K_{iv} \frac{M_n}{M_T} \quad (65)$$

onde K_{In} é o ganho do filtro de ordem n , K_{iv} é o ganho integral necessário para a malha de tensão, M_n é a magnitude do harmônico a ser suprido e M_T é a soma normalizada de todos os harmônicos considerados. Na Tabela 3.6, é possível verificar os valores obtidos.

Tabela 3.6 - Determinação dos ganhos dos filtros ressonantes.

K_{iv}	<i>Ordem</i>	M_n	M_T	K_{In}
27,12	1	5,31	6,10	23,62
	3	0,10		0,44
	5	0,07		0,31
	7	0,06		0,27
	9	0,10		0,44
	11	0,14		0,62
	13	0,23		1,02
	15	0,09		0,40

Na figura 3.20, pode-se verificar a capacidade de atenuação de um sinal oscilante pelo controlador Proporcional Ressonante em comparação com o controlador PI, atuando sob as mesmas condições e projetados com os mesmos ganhos proporcional e integral.

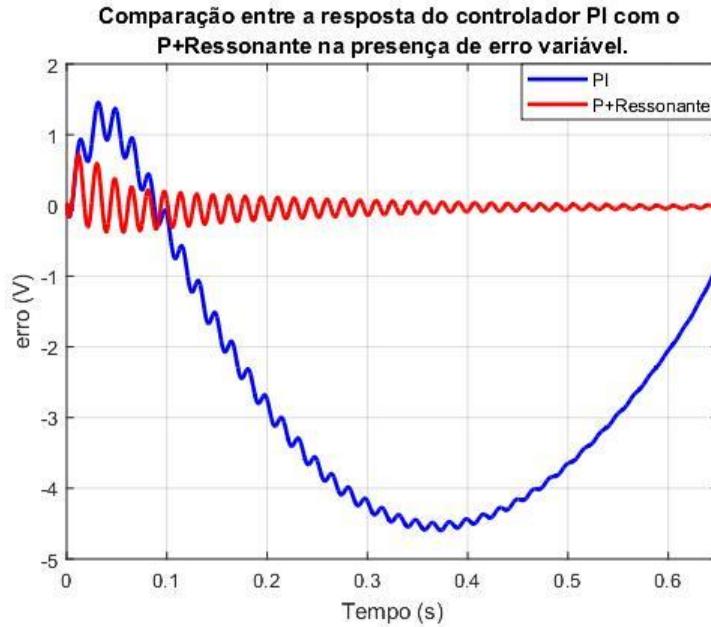


Figura 3.20 - Resposta do Controlador da malha de Tensão a uma entrada oscilante com um PI e outro P+Ressonante.

3.6 Considerações Finais.

Este capítulo dedicou-se a demonstrar o processo de elaboração dos parâmetros necessários para o projeto dos controladores do sistema, utilizando a técnica da margem de fase e frequência de corte, determinou-se os parâmetros da malha de controle de potência ativa e reativa, malha de tensão e malha de corrente, além do controlador P+Ressonante, onde foi justificada a importância de sua utilização em frente a um simples PI.

No capítulo a seguir, serão apresentados os resultados obtidos por meio de simulação, permitindo validar o sistema proposto para futura implementação.

4. Resultados Simulados

Os softwares utilizados na simulação foram o *Matlab* e o *PSim*, pois são eficientes ferramentas na análise de sistemas físicos e de sistemas elétricos de potência, respectivamente. Para a simulação, foi construído no software o modelo do sistema conforme apresentado na figura 4.1. A proposta da simulação é validar a utilização do controle *droop* na operação do sistema conectado, perante a variação da potência requerida pela carga. A simulação foi realizada considerando variáveis contínuas.

4.1 Perfil de cargas

Na Tabela 4.1, encontram-se os dados do sistema modelado, utilizados também para o controle e análise dos resultados. Na figura 4.1, pode-se verificar o esquema de conexão das cargas ao sistema no respectivo momento e, na Figura 4.2, é apresentado o diagrama de blocos da planta de controle modelada anteriormente.

Tabela 4.1 - Valores nominais do sistema.

Elemento	Valor
V_{DC_0} (V)	48
L_{ca} (mH)	25
C_{ca} (μF)	160
L_o (μH)	250
$V_{Frms_{nom}}$ (V)	127
$S_{3\phi_{nom}}$ (VA)	500

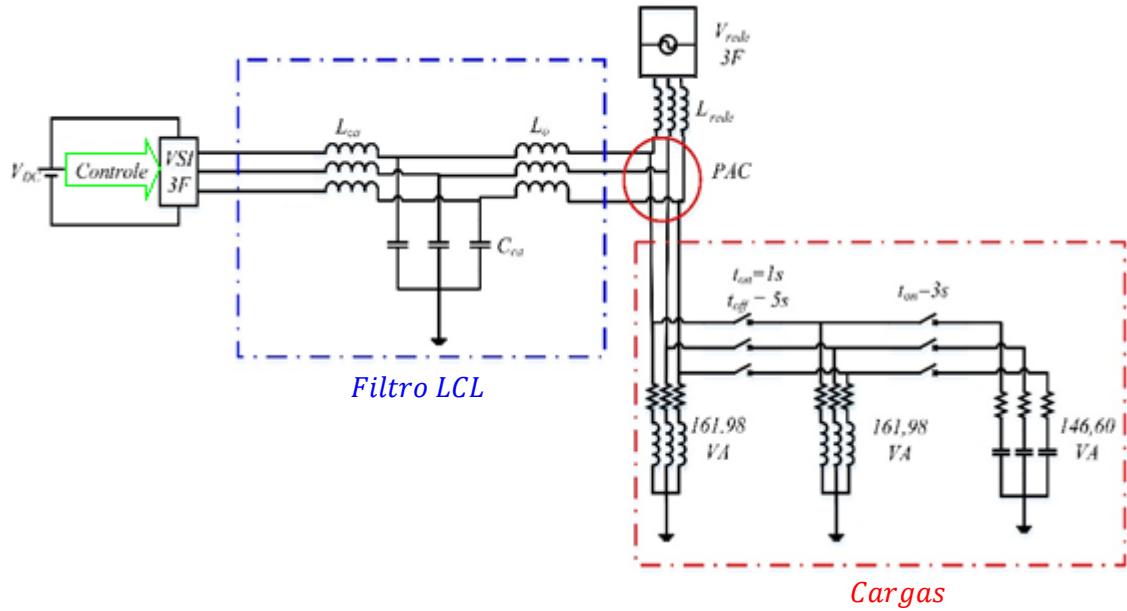


Figura 4.1 - Esquema de Conexão das Cargas ao Sistema.

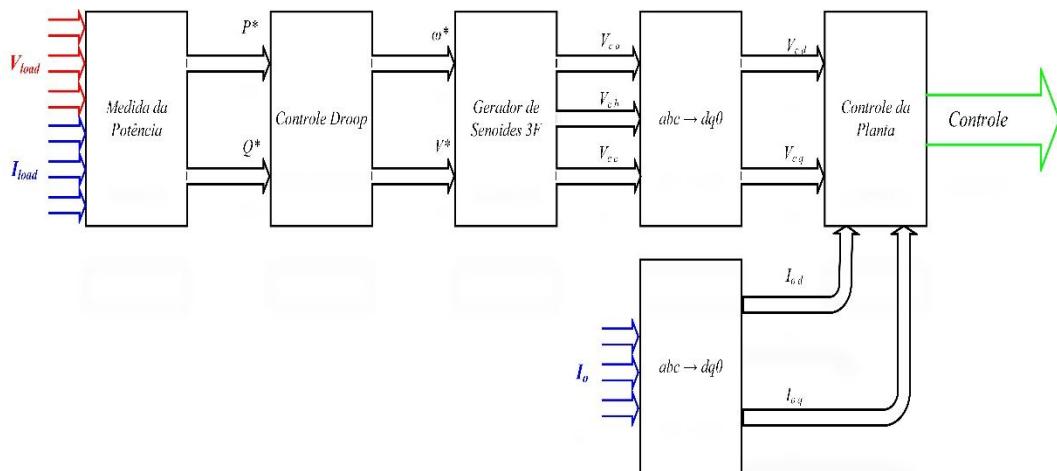


Figura 4.2 - Esquema do Sistema de Controle

Neste modelo verifica-se a existência do filtro LCL na saída do inversor de tensão, onde os valores dos componentes passivos foram sintonizados de acordo com o projetado no capítulo 2. Nota-se também a simulação de conexão e desconexão de cargas, onde o tempo em que as conexões e desconexões ocorrem e a potência consumida por a cada nova conexão podem ser verificados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2- Potências solicitadas pelas cargas durante a simulação.

<i>t (s)</i>	<i>P (W)</i>	<i>Q (Var)</i>	<i>S (VA)</i>
0	159,87	+26,09	161,98
1	319,70	+52,19	323,93
3	470,25	-16.96	470,56
5	159,87	+26,09	161,98

A Figura 4.3 apresenta o perfil da carga ativa conectada, de acordo com a tabela acima. Nela, pode-se verificar a atuação do controle quando uma nova impedância resistiva é conectada ao sistema, estabilizando a curva até o valor de referência.

Já na Figura 4.4, a conexão e a desconexão de impedâncias reativas fica evidenciada, no instante $t = 3s$ ocorre a conexão de uma impedância capacitiva que se sobrepõe à carga indutiva presente no momento, isto causa a inversão do sinal da potência reativa.

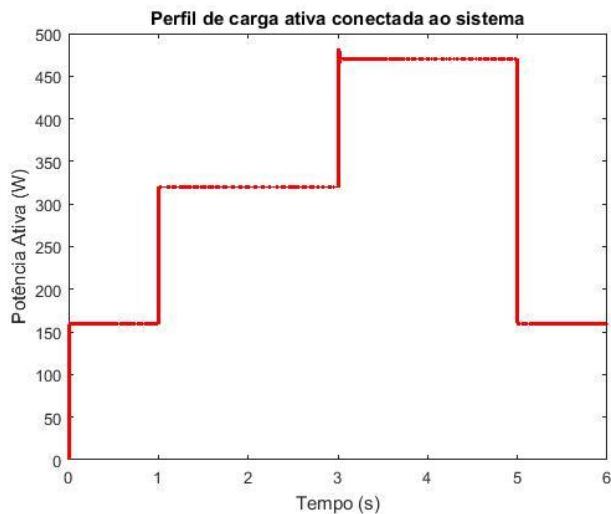


Figura 4.3 - Perfil da carga ativa conectada ao sistema.

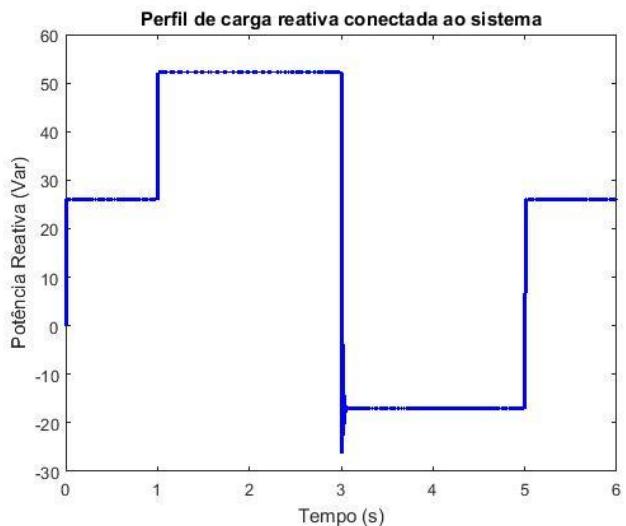


Figura 4.4 - Perfil da carga reativa conectada ao sistema.

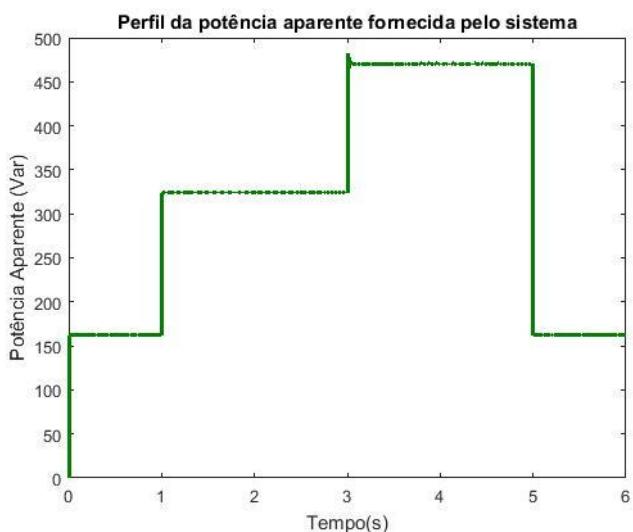


Figura 4.5 - Perfil da potência aparente fornecida pelo sistema.

4.2 Tensão de saída do inversor

4.2.1 Sincronismo

Através do algoritmo de sincronismo projetado no capítulo 3, o posicionamento da tensão da rede de energia elétrica é mapeado e enviado para o controlador. No projeto foi estimado que o sincronismo pelo algoritmo PLL seria concluído quando $t = 0,39\text{ s}$, verificado no sistema simulado.

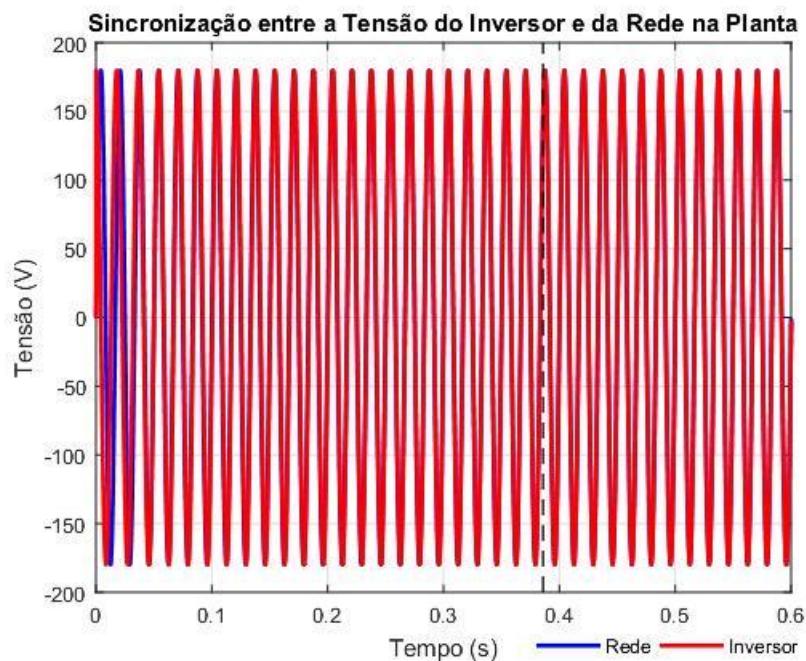


Figura 4.6 - Sincronização entre a tensão na saída do inversor (V_c) e a tensão da rede (V_{rede}) na planta.

4.2.2 Variação da Frequência.

Analizando a resposta do controlador *droop* de Potência Ativa durante a simulação, é possível estabelecer o comportamento da malha e, consequentemente o da tensão na saída do inversor perante o dinamismo do sistema.

Inicia-se assim, a análise da alteração da frequência quando cargas são conectadas e desconectadas do sistema, fornecida pela respectiva malha de controle. Na segunda coluna da Tabela 4.3, abaixo, pode-se verificar a alteração do tempo de resposta conforme a intensidade da potência aparente solicitada, concluindo-se que a resposta do sistema está satisfatória.

Tabela 4.4 - Resposta do Controlador Droop de Potência Ativa do sistema dinâmico.

Conexão	t_s (ms)	$\Delta\omega_{máx}$ (rad/s)
Carga 0	1,25	$2,898 \times 10^{-3}$
Carga 1	1,57	$2,898 \times 10^{-3}$
Carga 2	3,86	$1,084 \times 10^{-3}$
Carga 3	0,445	$2,017 \times 10^{-3}$

Na terceira coluna são apresentadas as alterações ocorridas na frequência, na sua amplitude máxima. É importante notar, juntamente com os gráficos da Figura 4.8, que a dinâmica de desconexão de carga será mais rápida do que a conexão, dada a natureza de redução de demanda do sistema.

Interessante também perceber que a conexão de uma carga capacitiva tenderá a deslocar negativamente a frequência enquanto cargas indutivas somente incrementarão a mesma. Pode-se associar este fato com a natureza das impedâncias indutivas e capacitivas, adiantando e atrasando a tensão, respectivamente.

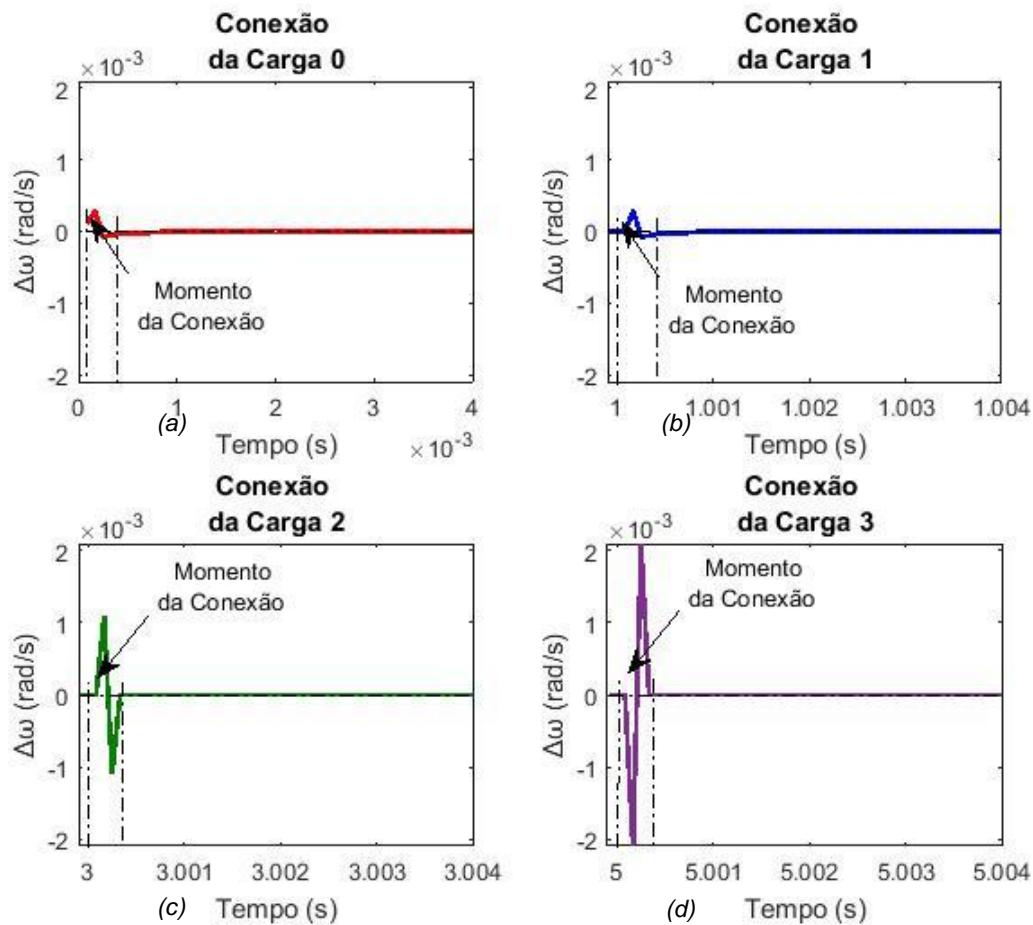


Figura 4.8 – Variação da frequência da Tensão na saída do inversor quando a) Conexão do sistema à rede após a conclusão do sincronismo, com carga indutiva. b) Conexão da segunda carga indutiva ao sistema. c) Conexão da carga capacitativa ao sistema, que se sobrepõe às indutivas. d) Desconexão das cargas inseridas depois da sincronização.

4.2.3 Variação da Magnitude.

Finalizada a análise da influência da conexão e desconexão de cargas na frequência, passa-se a fazê-la na magnitude da tensão. A alteração da magnitude da tensão de saída do inversor devido à dinâmica do sistema é medida na saída do controlador na Malha de controle de Potência Reativa, conforme as equações (25) e (26). Na segunda coluna da Tabela 4.4, como feito anteriormente, é exibido o tempo de resposta do controlador à conexão das cargas e na terceira coluna, a amplitude máxima da variação da magnitude.

Tabela 4.57 - Resposta do Controlador Droop de Potência Reativa do sistema dinâmico.

Conexão	t_s (ms)	$\Delta V_{máx}$ (V)
Carga 0	1,78	$4,073 \times 10^{-3}$
Carga 1	1,83	$3,927 \times 10^{-3}$
Carga 2	19,37	$1,903 \times 10^{-3}$
Carga 3	0,346	$51,024 \times 10^{-3}$

Percebe-se então, que a variação da magnitude se encontra dentro dos requisitos apresentados, dado que, seu maior pico, ocorrendo quando há a desconexão das cargas, é 0,04 % da tensão nominal da rede, com interferência reduzida.

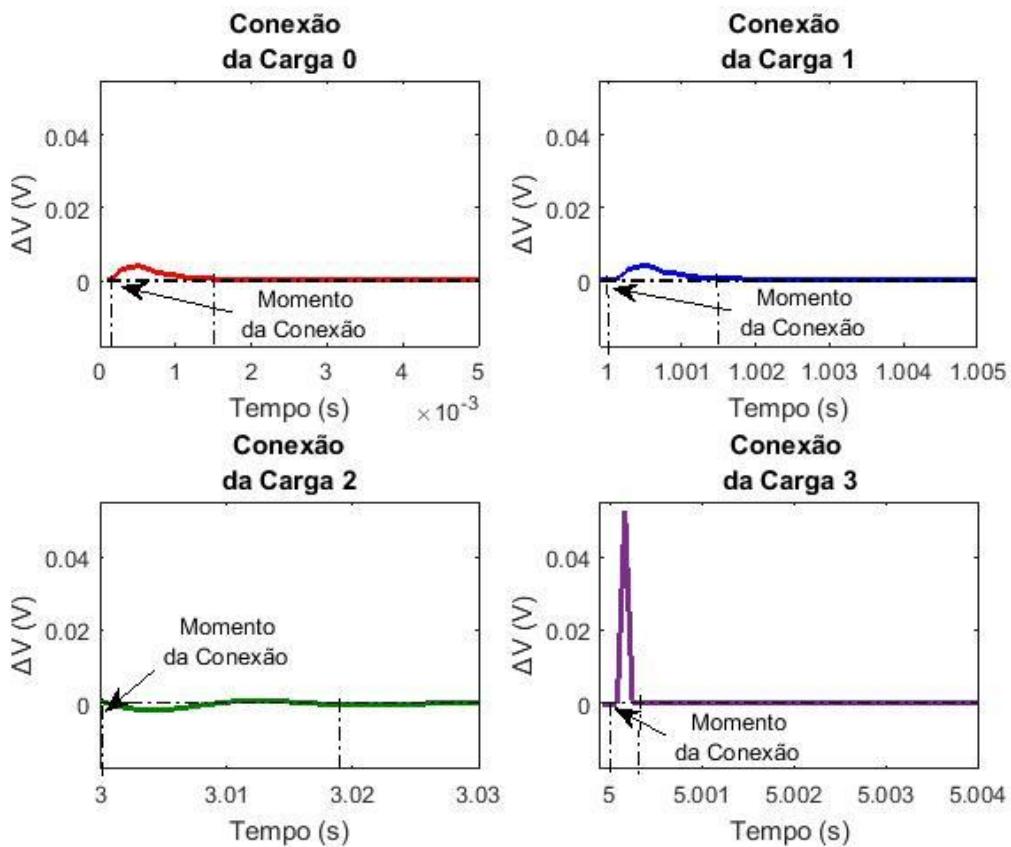


Figura 4.9 - Variação da magnitude da tensão na saída do inversor quando a) Conexão do sistema à rede após a conclusão do sincronismo, com carga indutiva. b) Conexão da segunda carga indutiva ao sistema. c) Conexão da carga capacitativa ao sistema, que se sobrepõe às indutivas. d) Desconexão das cargas inseridas depois da sincronização.

4.2.4 Distorção Harmônica

Para finalizar a análise da tensão controlada na saída do inversor, passa-se a análise da distorção harmônica do sinal. A presença de harmônicos ocorre quando um sinal não é puramente senoidal, conforme exposto na Introdução, a função do controle é, também, manter a THD abaixo de 5%. Para verificar a distorção total, procede-se a uma análise do espectro da onda de tensão, retirando-se a magnitude da contribuição de cada harmônico. A partir daí, toma-se a equação (68) para proceder com o cálculo.

$$THD\% = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N M_n^2}}{M_1} \quad (66)$$

O espectro do sinal de tensão pode ser verificado na figura 4.10, com magnitude normalizada pela primeira ordem. Na figura, percebe-se que esta é predominante sobre a magnitude das outras, podendo-se esperar uma distorção baixa.



Figura 4.10 - Espectro da onda de tensão na saída do inversor.

Existem componentes harmônicas até a décima oitava ordem, que foi usada como limite superior na equação (66). Desta forma a distorção harmônica total será de:

$$THD = 5\% \quad (67)$$

Atestando assim a eficiência do controle *droop* para manter a distorção baixa na tensão, mesmo diante da dinâmica apresentada no sistema.

4.3 Considerações Finais

No capítulo quatro foram analisadas as respostas em tensão apresentadas pelo sistema na presença do controle *droop*. Inicialmente, demonstrou-se a resposta do sistema ao algoritmo de sincronização desenvolvido, mostrando que sua eficiência no sistema real é ainda maior do que a esperada pelo projeto. Já no item 4.2, iniciou-se a análise da tensão apresentada na saída do inversor, controlada pelo controlador *droop*.

Para que o controle *droop* fosse testado, estabeleceu-se 4 condições de carga solicitada e 3 situações de conexão ou desconexão, em todas as hipóteses verificou-se a eficiência do controlador pois, as respostas em frequência e magnitude da tensão ficaram dentro dos limites desejados, de sobressinal e tempo de resposta, mantendo a tensão entregue à carga com baixa distorção harmônica, como foi demonstrado.

5. Conclusão

Este trabalho dedicou-se a estudar a operação de um inversor de tensão trifásico para ser empregado em sistemas de geração distribuída de energia elétrica conectados ao SIN - Sistema Interligado Nacional.

Primeiramente, foram apresentados os requisitos técnicos presentes em normas para a conexão destes sistemas à rede elétrica e, a partir deste ponto, definiu-se a topologia LCL, a partir da bibliografia consultada, como a que se adequaria para os propósitos deste trabalho e para a aplicação dos controladores a serem desenvolvidos.

No segundo capítulo, o equacionamento da topologia utilizada foi apresentado juntamente com o desenvolvimento teórico da planta, que envolveu também a apresentação das equações que regem o controle a ser empregado para o estudo. Neste, é essencial dar-se atenção para o equacionamento *Droop*, pois, diferentemente do apresentado na bibliografia, sugeriu-se um desacoplamento entre as duas malhas de controle existentes, o que diminuiu a margem de defasagem permitida entre as tensões, mas facilitou o projeto do controlador, proporcionando um custo benefício maior na implementação.

O terceiro capítulo ocupou-se no projeto dos controladores empregados no sistema de controle, do lugar de raízes, foram definidos os ganhos proporcional e integral dos controladores PI e, na sequência, apresentou-se a respectiva resposta a um determinado degrau e a resposta em frequência, para que a estabilidade e os requisitos de projeto fossem verificados.

Ainda no terceiro capítulo, o controlador proporcional ressonante foi projetado com base no controlador PI que seria ideal para o controle da tensão no bloco de controle da planta, neste, o ganho integral foi dividido proporcionalmente à amplitude do harmônico existente na entrada do controlador, como apresentado nas figuras do capítulo, e assim, cada parcela foi aplicada ao ganho do filtro ressonante da respectiva frequência.

Por fim, efetuou-se a análise do sistema mediante o emprego do controle *droop* de potência integrado ao controle em modo conectado de um inversor de tensão trifásico. Desta análise, foram obtidas as respostas simuladas do sistema mediante a presença de cargas variáveis ao longo do tempo, validando a operação do sistema em um comportamento dinâmico.

6. Próximos Passos

Finalizado o trabalho, o primeiro passo a ser realizado é a implementação de um controle para o barramento DC integrado ao controle CA aqui apresentada, este controle permitirá a regulação da potência que é exigida de cada fonte integrada alimentadora do sistema de geração distribuída.

Circuitos de proteção são necessários para evitar danos com sobre tensão e sobre correntes decorrentes tanto de faltas na rede elétrica como no sistema de distribuição, por isso, recomenda-se o projeto de um sistema de proteção e um algoritmo de detecção de ilhamento baseado na topologia estudada neste trabalho, para garantir que mesmo na desconexão da rede, a carga continue sendo suprida por energia do sistema distribuído.

Por fim, após o projeto dos sistemas aqui sugeridos, implementar todos os sistemas de controle projetados em um micro controlador e, em bancada de laboratório, verificar a operação real do sistema aqui estudado.

Referências Bibliográficas

- [1] R. Bastos, "Sistemas de Gerenciamento para a Integração em CC de Fontes Alternativas de Energia e Armazenadores Híbridos Conectados à Rede de Distribuição via Conversores Eletrônicos.", Doutor, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2016.
- [2] Agência Nacional de Energia Elétrica, "Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica.", Brasília, 2009.
- [3] A. Gonçalves, "Sistema de Geração Distribuída Controlado em Tensão e Potência e Utilizado de Forma Isolada ou Conectada à Rede de Distribuição.", Doutor, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2015.
- [4] P. Das, S. Chattpadhyay and M. Palmal, "A d–q Voltage Droop Control Method With Dynamically Phase-Shifted Phase-Locked Loop for Inverter Parallelizing Without Any Communication Between Individual Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4591-4600, 2017.
- [5] M. Abusara, S. Sharkh and J. Guerrero, "Improved droop control strategy for grid-connected inverters", *Sustainable Energy, Grids and Networks*, vol. 1, pp. 10-19, 2015.
- [6] I. Barbi, Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2007.
- [7] "Perform transformation from three-phase (abc) signal to dq0 rotating reference frame or the inverse - Simulink - MathWorks United Kingdom", Mathworks, 2017. [Online]. Disponível em: <https://www.mathworks.com> [Acessado: 03- Out- 2017].
- [8] M. Villalva, "Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica", Doutor, Universidade Estadual de Campinas, 2010.
- [9] G. Pozzebon, A. Goncalves, G. Pena, N. Mocambique and R. Machado, "Operation of a Three-Phase Power Converter Connected to a Distribution System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 1810-1818, 2013.

- [10] P. Mattavelli and S. Buso, *Digital Control in Power Electronics (Synthesis Lectures on Power Electronics)*. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [11] R. Machado, "Sistema de Geração Distribuída com Fontes CA e CC Conectado à Rede Monofásica e Controle Eletrônico da Qualidade da Energia Elétrica", Doutor, Universidade Estadual de Campinas, 2005.
- [12] K. Ogata, Engenharia de controle moderno, 5^a ed. São Paulo (SP): Pearson Prentice Hall, 2011.
- [13] V. Venkatasubramanian, H. Schattler and J. Zaborsky, "Dynamics of large constrained nonlinear systems-a taxonomy theory [power system stability]", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 11, pp. 1530-1561, 1995.
- [14] "Capítulo 5 - O método do lugar das raízes - Exemplos", *Edisciplinas.usp.br*, 2007.[Online].Disponível:
https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/1997331/mod_resource/content/1/ApostaCap5V2007.pdf. [Accessado: 02- Nov- 2017].
- [15] S. Fabrício, "Modelagem e Controle para Operação de Inversores Monofásicos em Paralelo: Uma Abordagem via Fasores Dinâmicos e LMIS.", Mestre, Universidade Federal de Santa Catarina, 2016.
- [16] V. Venkatasubramanian, H. Schattler and J. Zaborsky, "Dynamics of large constrained nonlinear systems-a taxonomy theory [power system stability]", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 11, pp. 1530-1561, 1995.