

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CAMPUS SEDE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Maicon de Miranda

**ESTUDO COMPARATIVO DE CONTROLADORES DE
TENSÃO APLICADOS A INVERSORES MONOFÁSICOS**

**Santa Maria, RS, Brasil
2022**

Maicon de Miranda

**ESTUDO COMPARATIVO DE CONTROLADORES DE TENSÃO
APLICADOS A INVERSORES MONOFÁSICOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno

Santa Maria, RS, Brasil

2022

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Miranda, Maicon de

Estudo Comparativo de Controladores de Tensão Aplicados a Inversores Monofásicos / Maicon de Miranda - 2022

64 p.; 30 cm

Orientador: Fábio Ecke Bisogno

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Campus Sede, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2022

1. Engenharia Elétrica 2. Inversor de Tensão 3. Controlador Ressonante 4. Regulação de Tensão I. Bisogno, Fábio Ecke. II. Miranda, Maicon de. III. Estudo Comparativo de Controladores de Tensão Aplicados a Inversores Monofásicos.

© 2022

Todos os direitos autorais reservados a Maicon de Miranda. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Avenida Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Endereço Eletrônico: maicondemiranda@hotmail.com

Maicon de Miranda

**ESTUDO COMPARATIVO DE CONTROLADORES DE TENSÃO
APLICADOS A INVERSORES MONOFÁSICOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 27 de Julho de 2022:

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)

Jorge Rodrigo Massing, Dr. (UFSM)

Ronaldo Antonio Guisso, Dr. (FEEVALE)

Santa Maria, RS, Brasil
2022

DEDICATÓRIA

Aos meus pais,
Joaquin e Indiara,
e às minhas avós,
Maria Lúcia e Jauzina

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente ao Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno, pela paciência e dedicação com que orientou minhas atividades e pela confiança em mim e em meu trabalho.

Aos colegas e amigos do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC, pelo convívio do dia a dia e troca de conhecimento.

Aos meus pais, Joaquin Sidnei de Miranda e Indiara Rodrigues Carvalho, que apesar de todas as dificuldades sempre me apoiaram em minhas decisões.

Este estudo foi financiado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de financiamento 001.

“A vida é muito curta para ser
pequena.”

Benjamin Disraeli.

RESUMO

ESTUDO COMPARATIVO DE CONTROLADORES DE TENSÃO APLICADOS A INVERSORES MONOFÁSICOS

AUTOR: MAICON DE MIRANDA
ORIENTADOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

Neste trabalho é apresentado um estudo comparativo entre estratégias de controle para a tensão de saída de inversores. Os controladores propostos são aplicados no estágio de saída de uma fonte ininterrupta de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supply*) monofásica. São abordadas três metodologias de controle: na primeira, é aplicado o princípio do modelo interno para projeto de um controlador ressonante na forma de função de transferência; na segunda, o modelo do controlador ressonante é escrito na forma de espaço de estados e realiza-se um controle por realimentação de estados com ganhos gerados por um controlador ótimo do tipo regulador linear quadrático (LQR - *Linear Quadratic Regulator*); a terceira, emprega uma transformação monofásica de coordenadas $\alpha\beta - dq$ sendo possível utilizar um controlador mais simples do tipo proporcional integral (PI). Resultados de simulação em tempo real (HIL - *Hardware-In-the-Loop*) são realizados para validar o desempenho dos controladores frente a variações de carga e rastreamento do sinal de referência.

Palavras-chave: Regulação de tensão. Controlador ressonante. Realimentação de estados. Transformada DQ

ABSTRACT

**COMPARATIVE STUDY OF RESONANT
CONTROLLERS APPLIED TO VOLTAGE
INVERTERS**

AUTHOR: MAICON DE MIRANDA
ADVISOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

This work presents a comparative study between control strategies for the output voltage of inverters. The proposed controllers are applied to the output stage of an Uninterruptible Power Supply (UPS) single-phase. Three control methodologies are discussed: in the first, the internal model principle is applied for the design of a resonant controller in the form of a transfer function; in the second, the model of the resonant controller is written in the form of a state space and a feedback control of states is performed with gains generated by an optimal controller of the Linear Quadratic Regulator (LQR) type; the third one employs a single-phase transformation of coordinates $\alpha\beta - dq$ and it is possible to use a simpler proportional integral (PI) controller. Real-time simulation results (HIL - *Hardware-In-the-Loop*) are performed to validate the performance of controllers against load variations and tracking of the reference signal.

Keywords: Voltage control. Resonant controller. State feedback. DQ transformation

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Exemplo de um sistema de microrrede.	16
Figura 2.1	– UPS de dupla conversão, monofásica, com carga linear.	19
Figura 2.2	– Circuito equivalente para modelo do inversor.	20
Figura 2.3	– Validação do modelo por espaço de estados.	21
Figura 2.4	– Validação do modelo por função de transferência.	23
Figura 2.5	– Diagrama de Bode da função de transferência $G_v(s)$	24
Figura 2.6	– Diagrama de Bode da função de transferência $G_v(s)$ considerando a variação dos valores de R_o	24
Figura 2.7	– Diagrama de Bode da função de transferência $G_i(s)$	25
Figura 2.8	– Diagrama de Bode da função de transferência $G_i(s)$ considerando a variação dos valores de R_o	25
Figura 2.9	– Representação do circuito ortogonal.	26
Figura 2.10	– Validação do modelo por transformada DQ.	29
Figura 2.11	– Diagrama de Bode da função de transferência $G_{vd}(s)$	29
Figura 2.12	– Diagrama de Bode da função de transferência $G_{vd}(s)$ considerando a variação dos valores de R_o	30
Figura 3.1	– Princípio do modelo interno para controlador ressonante.	32
Figura 3.2	– Resposta em frequência do controlador ressonante ideal.	33
Figura 3.3	– Resposta em frequência do controlador ressonante modificado (não-ideal) para diferentes valores de ω_c	34
Figura 3.4	– Resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes não-ideais sintonizados para compensar as 3°, 5° e 7° componentes harmônicas da fundamental.	35
Figura 4.1	– Diagrama de blocos do sistema de controle para modelo interno.	38
Figura 4.2	– Resposta em frequência em malha aberta para a planta de corrente compensada.	39
Figura 4.3	– Resposta em frequência em malha aberta para a planta de tensão compensada.	41
Figura 4.4	– Diagrama de blocos do sistema de controle para realimentação de estados.	42
Figura 4.5	– Resposta em frequência em malha fechada para a planta de tensão compensada para realimentação de estados.	45
Figura 4.6	– Diagrama de blocos do sistema de controle aplicando transformada DQ.	46
Figura 4.7	– Resposta em frequência em malha aberta para a planta de tensão compensada para transformada DQ.	47
Figura 4.8	– Circuito do inversor simulado no software PSIM.	48
Figura 4.9	– Resultado de simulação para o controle por modelo interno para variação de carga.	49
Figura 4.10	– Resultado de simulação para o controle por realimentação de estados para variação de carga.	49
Figura 4.11	– Resultado de simulação para o controle por transformada DQ para variação de carga.	50
Figura 4.12	– Erro de rastreamento de cada controlador.	51
Figura 5.1	– Circuito do inversor implementado no Typhoon HIL.	53
Figura 5.2	– Resultado Typhoon HIL. Controle por modelo interno para variação de carga.	54
Figura 5.3	– Resultado Typhoon HIL. Controle por modelo interno para variação do sinal de referência.	55

Figura 5.4 – Resultado Typhoon HIL. Controle por realimentação de estados para variação de carga.	55
Figura 5.5 – Resultado Typhoon HIL. Controle por realimentação de estados para variação do sinal de referência.	56
Figura 5.6 – Resultado Typhoon HIL. Controle por transformada DQ para variação de carga.	57
Figura 5.7 – Resultado Typhoon HIL. Controle por transformada DQ para variação do sinal de referência.	57
Figura 5.8 – Erro de rastreamento de cada controlador no Typhoon HIL.	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros do Estágio de Saída da UPS.....	19
Tabela 4.1 – Índices de Desempenho dos Controladores.....	51
Tabela 5.1 – Índices de Desempenho dos Controladores no Typhoon HIL.....	58

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>GD</i>	Geração Distribuída
<i>HIL</i>	<i>Hardware-In-the-Loop</i>
<i>LMI</i>	<i>Linear Matrix Inequalities</i>
<i>LQR</i>	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
<i>P</i>	Proporcional
<i>PD</i>	Proporcional Derivativo
<i>PI</i>	Proporcional Integral
<i>PID</i>	Proporcional Integral Derivativo
<i>PMI</i>	Princípio do Modelo Interno
<i>PR</i>	Proporcional Ressonante
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter</i>
<i>ZOH</i>	<i>Zero Order Hold</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

t	Índice das variáveis no domínio do tempo contínuo
k	Índice das variáveis no domínio do tempo discreto
s	Índice das variáveis no domínio da frequência contínua
z	Índice das variáveis no domínio da frequência discreta
k_p	Ganho proporcional
k_i	Ganho integral
k_r	Ganho da faixa de frequência ressonante
\mathbf{K}_d	Vetor de ganhos dos estados da planta
\mathbf{K}_ρ	Vetor de ganhos dos estados ressonantes
ω_n	Frequência de ressonância
ω_c	Faixa de passagem da parcela ressonante
ζ_p	Coefficiente de amortecimento dos polos
ζ_z	Coefficiente de amortecimento dos zeros
\mathbf{x}	Vetor de estados
$\boldsymbol{\rho}$	Vetor de estados ressonantes
$\boldsymbol{\xi}$	Vetor de estados do sistema aumentado
C_o	Capacitor do filtro de saída
L	Indutor do filtro de saída
R_o	Resistência da carga
v_i	Tensão total de barramento
i_L	Corrente no indutor
i_{ref}	Corrente de referência
i_d	Corrente no indutor no eixo D
i_q	Corrente no indutor no eixo Q
v_C	Tensão de saída
v_{ref}	Tensão de referência
v_d	Tensão de saída no eixo D
v_q	Tensão de saída no eixo Q
f_{sw}	Frequência de comutação
f_s	Frequência de amostragem
T_s	Período de amostragem
u	Sinal de entrada
e	Sinal de erro
d	Razão cíclica
ϕ	Atraso de implementação
\mathbf{A}	Matriz dinâmica
\mathbf{B}	Matriz de entrada de controle
\mathbf{C}	Matriz de saída
\mathbf{A}_{dq}	Matriz dinâmica coordenadas DQ
\mathbf{B}_{dq}	Matriz de entrada de controle coordenadas DQ

C_{dq}	Matriz de saída em coordenadas DQ
\mathbf{G}	Matriz dinâmica discreta
\mathbf{H}	Matriz de entrada discreta
\mathbf{G}_p	Matriz dinâmica discreta com atraso de implementação
\mathbf{H}_p	Matriz de entrada discreta com atraso de implementação
G_i	Planta da malha interna de corrente
G_v	Planta da malha externa de tensão
G_{vd}	Planta da malha externa de tensão no eixo D
G_{vq}	Planta da malha externa de tensão no eixo Q
G_p	Atraso de implementação no plano s
G_{pd}	Controlador proporcional derivativo
$C_{res_{mi}}$	Controlador ressonante para modelo interno
$C_{res_{fb}}$	Controlador ressonante para realimentação de estados
C_{vd}	Controlador para malha externa no eixo D
C_{vq}	Controlador para malha externa no eixo Q

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	16
1.2 OBJETIVOS	17
1.2.1 Objetivos Gerais	17
1.2.2 Objetivos Específicos	17
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	18
2 MODELAGEM DO INVERSOR MONOFÁSICO	19
2.1 MODELAGEM DA PLANTA POR VARIÁVEIS DE ESTADO	20
2.2 MODELAGEM DA PLANTA POR FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	21
2.3 TRANSFORMADA DE CLARKE E PARK MONOFÁSICA	26
2.4 CONCLUSÕES GERAIS	30
3 METODOLOGIAS DE PROJETO PARA CONTROLADORES RESSONANTES	31
3.1 CONCLUSÕES GERAIS	36
4 PROJETO DOS CONTROLADORES RESSONANTES ..	37
4.1 MODELO INTERNO	38
4.1.1 Malha Interna	38
4.1.2 Malha Externa	39
4.2 REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS	41
4.3 TRANSFORMADA DQ	45
4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	47
4.5 CONCLUSÕES GERAIS	52
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	53
5.1 CONCLUSÕES GERAIS	59
6 CONCLUSÕES FINAIS	60
6.1 TRABALHOS FUTUROS	60
REFERÊNCIAS	62

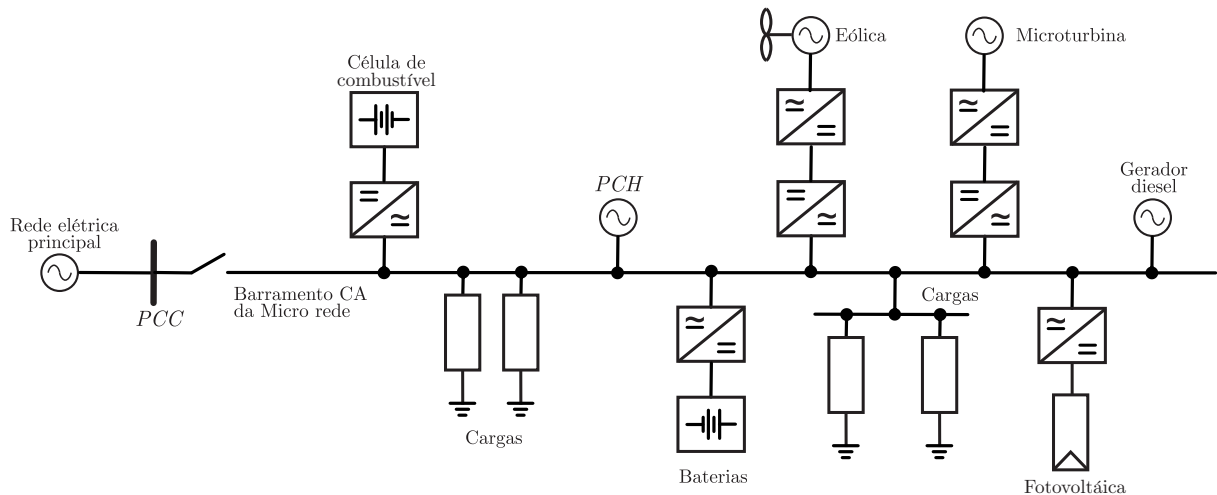
1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Atualmente, com a diversificação da matriz energética o conceito de microrredes tem se expandido. Um sistema de microrrede engloba geração distribuída (GD), fontes de energia renováveis, fontes de armazenamento de energia, podendo estar sincronizada com a rede ou operando de forma isolada (GOVIND et al., 2020). Assim torna-se importante o aprimoramento da metodologia de projeto do conversor eletrônico que permite interligar essas novas fontes com o sistema elétrico.

Considerando o cenário mostrado na Figura 1.1, em que se têm diversas fontes para geração de energia, os inversores de tensão são bastante empregados (ANTAR, 2018). Este tipo de conversor de potência tem a função de converter uma tensão contínua (CC) para uma tensão com forma de onda alternada (AC) com frequência e amplitude desejadas. A variação da tensão de saída é obtida pela variação das chaves do inversor, condução/interrupção, através da modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*).

Figura 1.1 – Exemplo de um sistema de microrrede.



Fonte: Autor.

Os conversores podem operar tendo como um dos seus objetivos emular as tensões de uma rede de distribuição de energia. Neste sentido, o objetivo dos sistemas de fonte ininterrupta de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supply*), e das microrredes CA, é manter a tensão e a frequência de alimentação dentro de faixas preestabelecidas por

normas específicas, sob quaisquer condições de carga (JÚNIOR, 2013).

Buscando atender esses critérios, e alcançar os resultados desejados, diferentes estratégias de controle têm sido propostas na literatura. Os controladores proporcionais-integrais (PIs) convencionais não são uma boa escolha para essa aplicação pois, devido ao ganho finito na frequência de operação, não têm capacidade de obter erro nulo em regime permanente com entradas senoidais, criando erros de amplitude e fase em relação ao sinal de referência (YUAN et al., 2002). Uma maneira de utilizar o controlador PI é aplicando a transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para dq , possibilitando realizar o rastreamento de um sinal senoidal, que torna-se contínuo.

Como alternativa aos controladores PIs, surgiram os controladores proporcionais-ressonantes (PRs). Estes controladores são utilizados para rastrear sinais ou rejeitar distúrbios do tipo senoidais pois são capazes de introduzir um ganho elevado na frequência de ressonância selecionada de forma a reduzir o erro em regime permanente (FUKUDA; IMAMURA, 2003).

Os controladores PRs são baseados no princípio do modelo interno (PMI), o qual é descrito como a inclusão do sinal de interesse na malha de controle (FRANCIS; WONGHAM, 1976). Estes controladores podem ter suas estruturas definidas de inúmeras maneiras, podendo ser projetados na forma de função de transferência (TARRASO et al., 2017) ou espaço de estados (MONTAGNER et al., 2015).

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivos Gerais

Este trabalho tem como objetivo geral apresentar três estratégias de controle de tensão aplicadas a um inversor monofásico. A primeira estrutura será baseada no princípio do modelo interno. O segundo projeto de controle utiliza o método de realimentação de estados. E por fim, no terceiro método é empregada a transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para dq no sistema.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Revisão bibliográfica de estudos realizados sobre metodologias de projeto para controladores ressonantes;
- Estudo e automatização de projeto para as três arquiteturas de controladores ressonantes;

- Modelagem matemática do inversor monofásico para projeto e aplicação dos controladores;
- Implementação e validação dos métodos de controle;
- Análise de desempenho dos controladores através de resultados obtidos em simulação computacional e experimental.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta dissertação está dividida em 5 capítulos. No capítulo 2 é descrita a modelagem matemática do inversor monofásico e obtidas as equações necessárias para a realização do projeto dos controladores. Também é apresentada a validação dos modelos da planta.

No Capítulo 3 é realizada uma revisão bibliográfica sobre metodologias de projeto para controladores ressonantes presentes na literatura.

Neste capítulo 4 é realizado o detalhamento e projeto para cada uma das metodologias de controle abordada. Também é analisado o desempenho de cada controlador através de resultados de simulação no software PSIM.

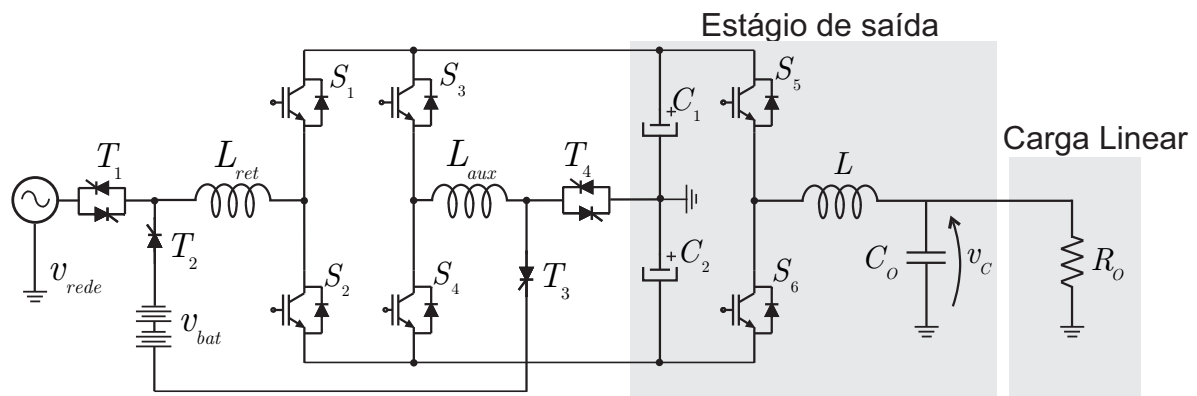
O capítulo 5 apresenta os resultados de simulação computacional em tempo real através da ferramenta Typhoon HIL. Com base nesses resultados observa-se o desempenho de cada controlador.

No capítulo 6 são apresentadas as considerações finais sobre o trabalho.

2 MODELAGEM DO INVERSOR MONOFÁSICO

Este capítulo aborda a modelagem do inversor no qual foram aplicados os controladores ressonantes. A planta considerada foi uma UPS de dupla conversão apresentada em (MATTOS et al., 2020), conectada a uma carga linear puramente resistiva (Figura 2.1). O sistema é constituído por um retificador de entrada, um inversor com filtro LC, um circuito auxiliar, um banco de baterias e um barramento CC dividido que conecta o estágio de entrada e saída.

Figura 2.1 – UPS de dupla conversão, monofásica, com carga linear.



Fonte: Adaptado de (MATTOS et al., 2020).

Para efeito de modelagem, a tensão do barramento CC é considerada uma fonte de tensão contínua ideal, desprezando as ondulações de tensão de barramento. Assim, pode-se realizar o controle de tensão focando apenas no estágio de saída da UPS, sendo este desacoplado dos demais estágios. Como cada método abordado nesse trabalho possui uma estrutura de controle específica, são realizadas diferentes modelagens para se obter as variáveis de interesse da planta.

Os parâmetros utilizados para simulação do inversor encontram-se na Tabela 2.1.

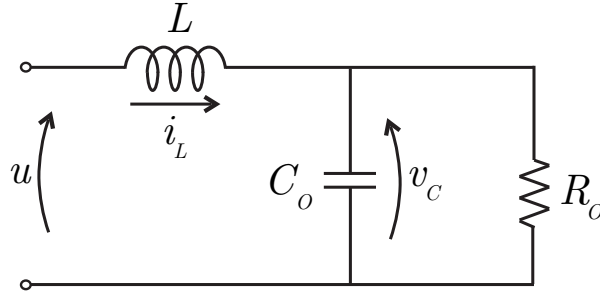
Tabela 2.1 – Parâmetros do Estágio de Saída da UPS

Descrição	Variável	Valor
Potência de saída	P_o	6,6 kW
Indutor	L	100 μ H
Capacitor	C_o	333 μ F
Resistor	R_o	2,42 Ω
Tensão total de barramento	v_i	430 V
Tensão de saída	v_c	127 V_{rms} , 60 Hz
Frequência de comutação	f_{sw}	15 kHz
Frequência de amostragem	f_s	15 kHz

2.1 MODELAGEM DA PLANTA POR VARIÁVEIS DE ESTADO

Assumindo as hipóteses tratadas no início do capítulo, e restringindo o problema ao controle de tensão do estágio de saída da UPS, o circuito equivalente do inversor é mostrado na Figura 2.2. A partir da síntese da tensão $u(t)$, provida pela saída do inversor em meia ponte, é realizado o controle da tensão $v_C(t)$.

Figura 2.2 – Circuito equivalente para modelo do inversor.



Fonte: Adaptado de (VENTURINI, 2016).

Aplicando a lei das tensões e correntes de Kirchhoff no circuito da Figura 2.2, obtém-se as equações dinâmicas que definem o comportamento da corrente do indutor (2.1) e da tensão de saída (2.2).

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = \frac{u(t)}{L} - \frac{v_C(t)}{L} \quad (2.1)$$

$$\frac{d}{dt}v_C(t) = \frac{i_L(t)}{C_o} - \frac{v_C(t)}{C_o R_o} \quad (2.2)$$

A partir de (2.1) e (2.2), o modelo da UPS pode ser escrito em espaço de estados,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (2.3)$$

$$y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (2.4)$$

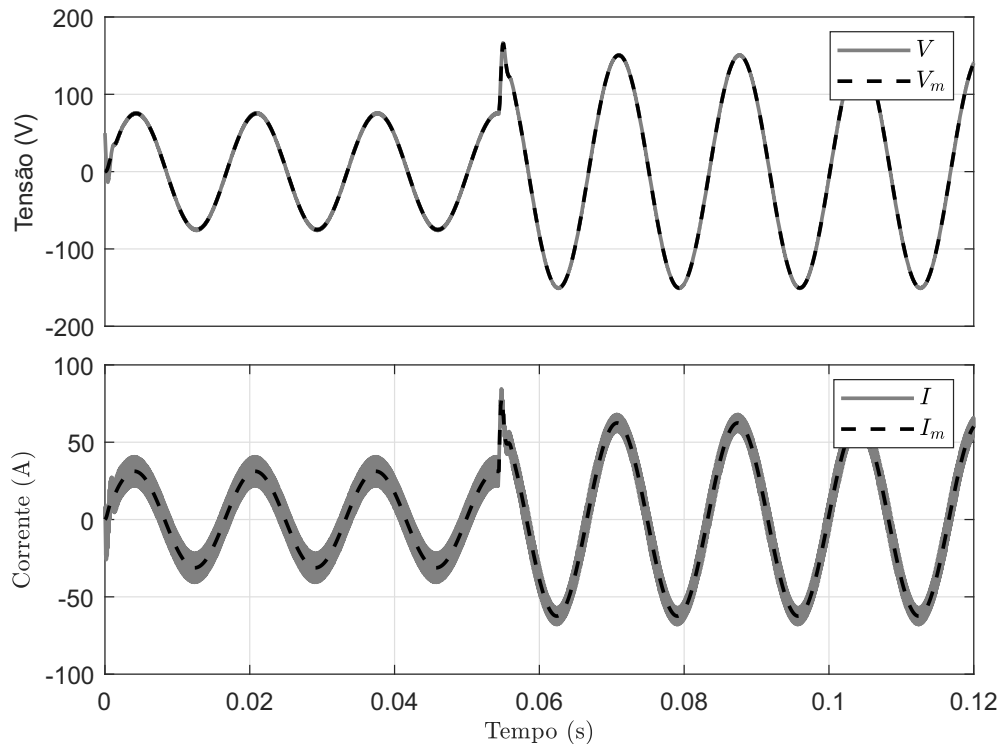
em que $\mathbf{x}(t)$ é o vetor de estados e as matrizes \mathbf{A} (matriz dinâmica), \mathbf{B} (matriz de entrada) e \mathbf{C} (matriz de saída). Assim, a equação diferencial matricial do sistema é dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.5)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

A Figura 2.3 mostra os sinais de tensão e corrente da planta e do modelo matemático considerando um degrau de 100% na amplitude da tensão de entrada. Inicialmente é aplicada uma tensão de pico de 75 V na entrada do inversor e após quatro ciclos de onda a tensão passa para 150 V. Assim o modelo é validado tanto em regime transitório quanto permanente. Esse mesmo degrau de tensão é aplicado para validação dos demais métodos de modelagem.

Figura 2.3 – Validação do modelo por espaço de estados.



Fonte: Autor.

2.2 MODELAGEM DA PLANTA POR FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Um modelo matemático por função de transferência pode ser encontrado a partir do sistema em espaço de estados. Aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (2.3) e (2.4), resulta em:

$$\mathcal{L}\{\dot{\mathbf{x}}(t)\} = \mathcal{L}\{\mathbf{A}\mathbf{x}(t)\} + \mathcal{L}\{\mathbf{B}u(t)\} \quad (2.7)$$

$$\mathcal{L}\{y(t)\} = \mathcal{L}\{\mathbf{C}\mathbf{x}(t)\} \quad (2.8)$$

A partir de (2.7) e (2.8) obtêm-se:

$$sX(s) - x(0) = \mathbf{A}X(s) + \mathbf{B}u(s) \quad (2.9)$$

$$Y(s) = \mathbf{C}X(s) \quad (2.10)$$

O objetivo de se aplicar a transformada de Laplace é encontrar uma $G(s)$, que relaciona a saída $Y(s)$ e a entrada $u(s)$. $G(s)$ é uma função de transferência no domínio do tempo. Quando as condições iniciais são iguais a zero, tem-se,

$$sX(s) = \mathbf{A}X(s) + \mathbf{B}u(s) \quad (2.11)$$

e para a saída

$$Y(s) = \mathbf{C}X(s) \quad (2.12)$$

Isolando $X(s)$ em (2.11),

$$X(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}u(s) \quad (2.13)$$

e substituindo (2.13) em (2.12), tem-se

$$Y(s) = \mathbf{C} (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}u(s) \quad (2.14)$$

podendo ser escrito como

$$\frac{Y(s)}{u(s)} = \mathbf{C} (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \quad (2.15)$$

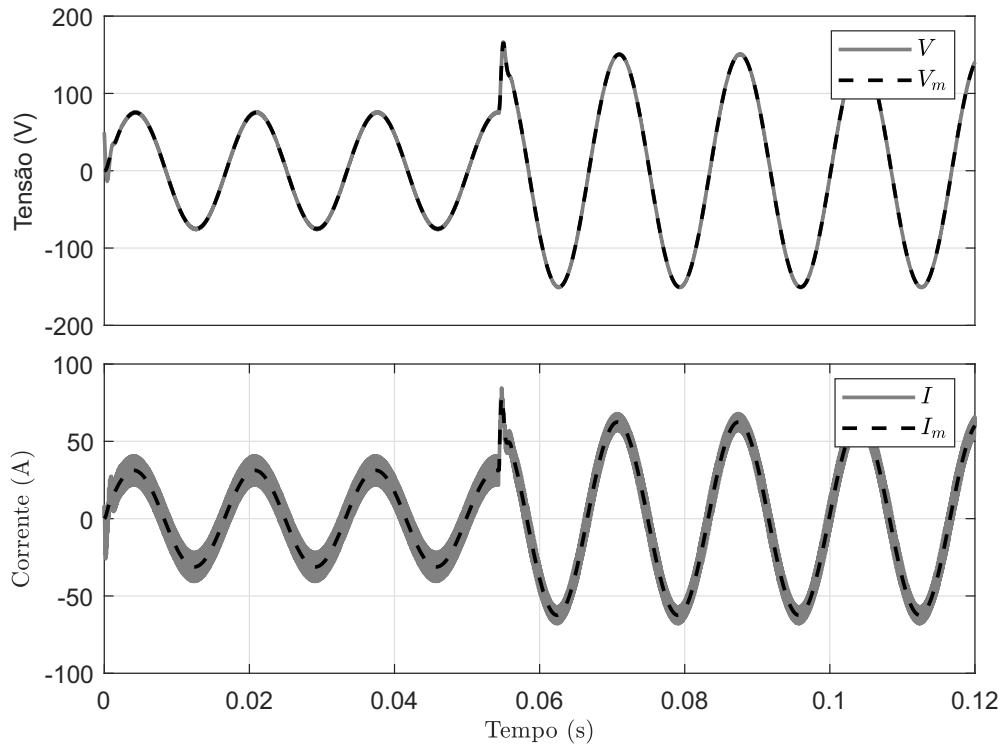
A partir da equação (2.15), pode-se encontrar uma função de transferência que relaciona a entrada $u(s)$ com a saída escolhida, que pode ser a corrente no indutor (i_L) ou a tensão no capacitor (v_C). A função de transferência para a corrente i_L em relação ao sinal de entrada e para tensão v_C em relação a corrente são mostradas nas equações (2.16) e (2.17), respectivamente.

$$G_i(s) = \frac{i_L(s)}{u(s)} = \frac{\frac{1}{L}s + \frac{1}{LC_oR_o}}{s^2 + \frac{1}{C_oR_o}s + \frac{1}{LC_o}} \quad (2.16)$$

$$G_v(s) = \frac{v_C(s)}{i_L(s)} = \frac{\frac{1}{LC_o}}{s^2 + \frac{1}{C_oR_o}s + \frac{1}{LC_o}} \quad (2.17)$$

A Figura 2.4 mostra os sinais de tensão e corrente da planta e do modelo matemático considerando um degrau na amplitude da tensão de entrada.

Figura 2.4 – Validação do modelo por função de transferência.

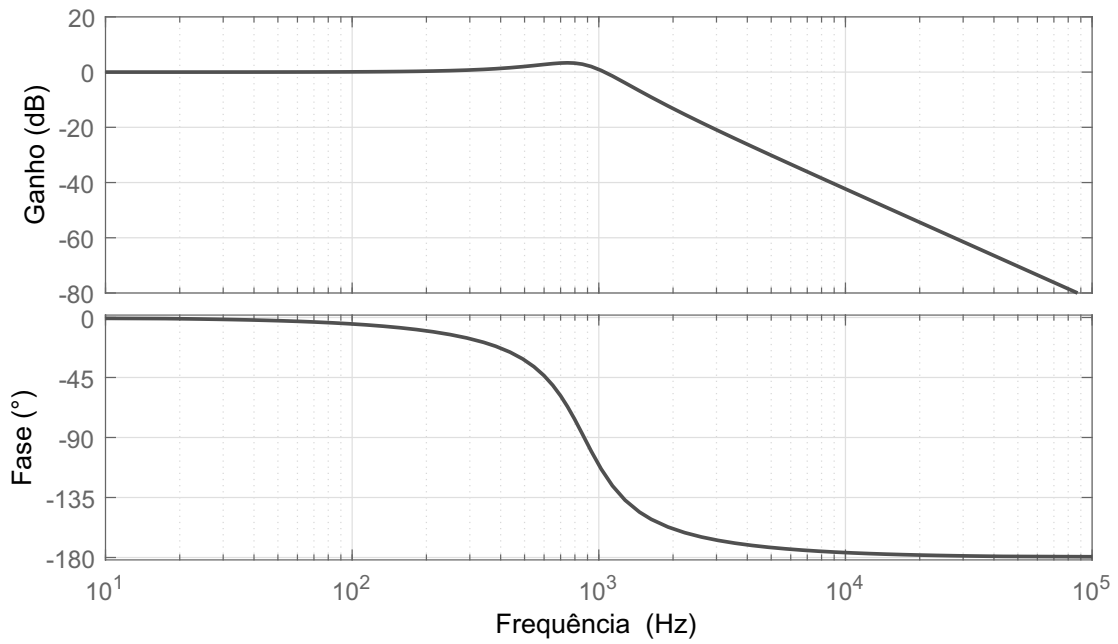


Fonte: Autor.

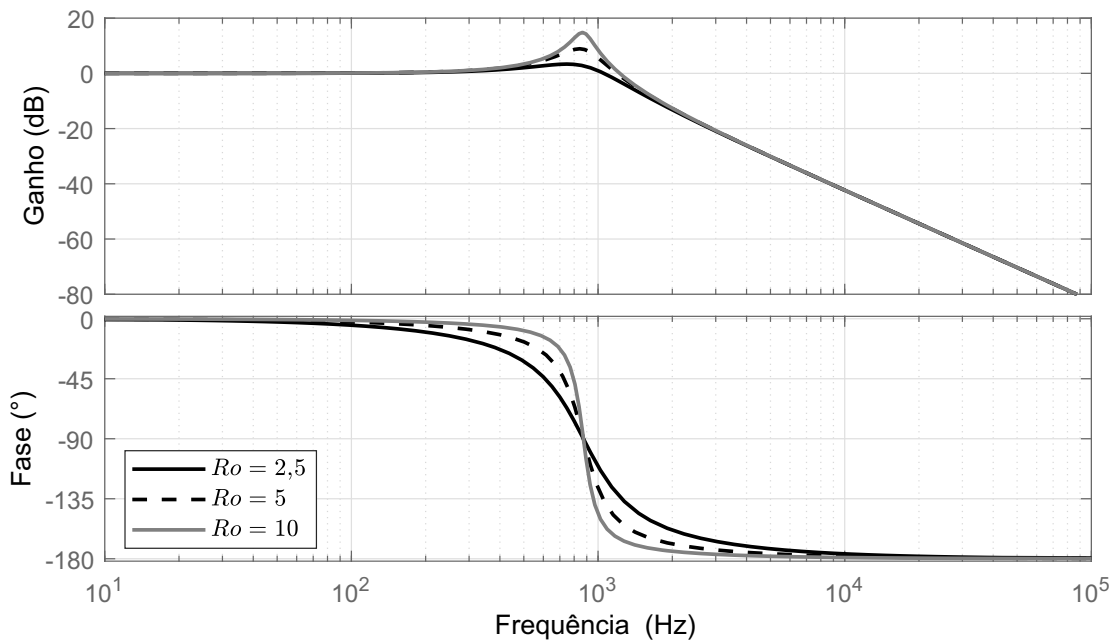
A Figura 2.5 mostra a resposta em frequência obtida para a função de transferência $G_v(s)$ considerando os parâmetros da Tabela 3.1. O projeto do controlador ressonante proposto, deve apresentar robustez frente às características e às variações paramétricas da planta. Estas incertezas podem modificar a amplitude do pico de ressonância, causando instabilidade e/ou baixo desempenho do controlador.

Como nesse trabalho o controlador deve manter a tensão de saída regulada independente do valor de carga conectada, será analisado como as variações da carga R_o podem afetar a resposta em frequência do sistema e conseqüentemente, o controle da planta.

A Figura 2.6 apresenta o diagrama de Bode de $G_v(s)$, quando varia-se a resistência de carga R_o . Nota-se que com o aumento desta resistência, o aumento do pico ressonante torna-se cada vez mais evidente. No pior cenário o inversor não possui cargas conectadas, ou seja, a resistência R_o tende ao infinito e a medida que R_o se aproxima do valor nominal a planta vai ficando mais estável.

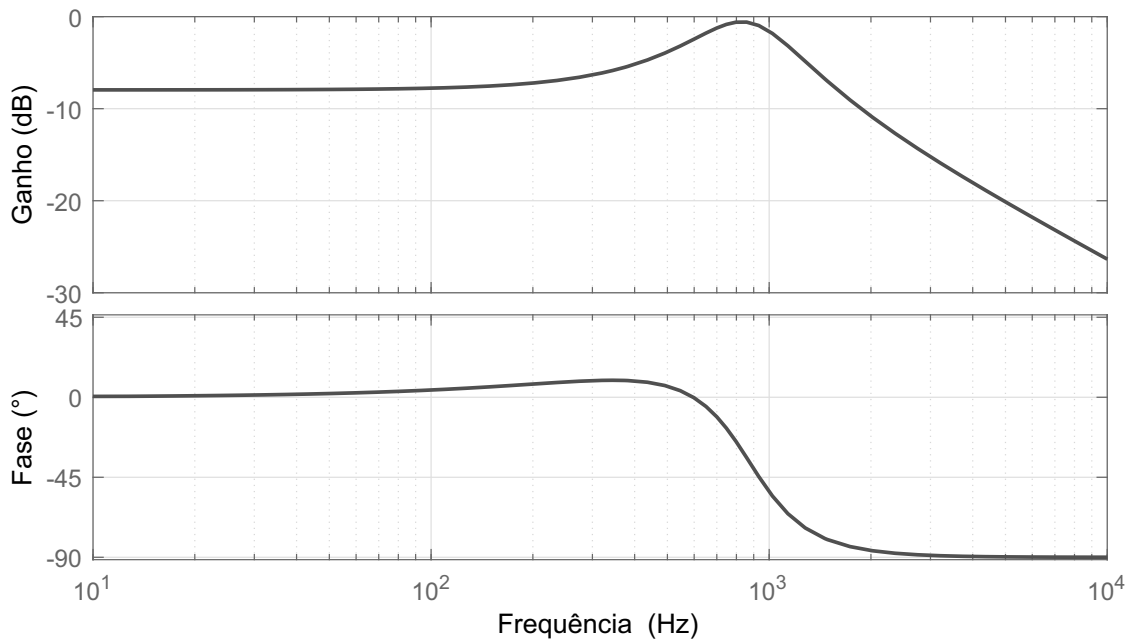
Figura 2.5 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_v(s)$.

Fonte: Autor.

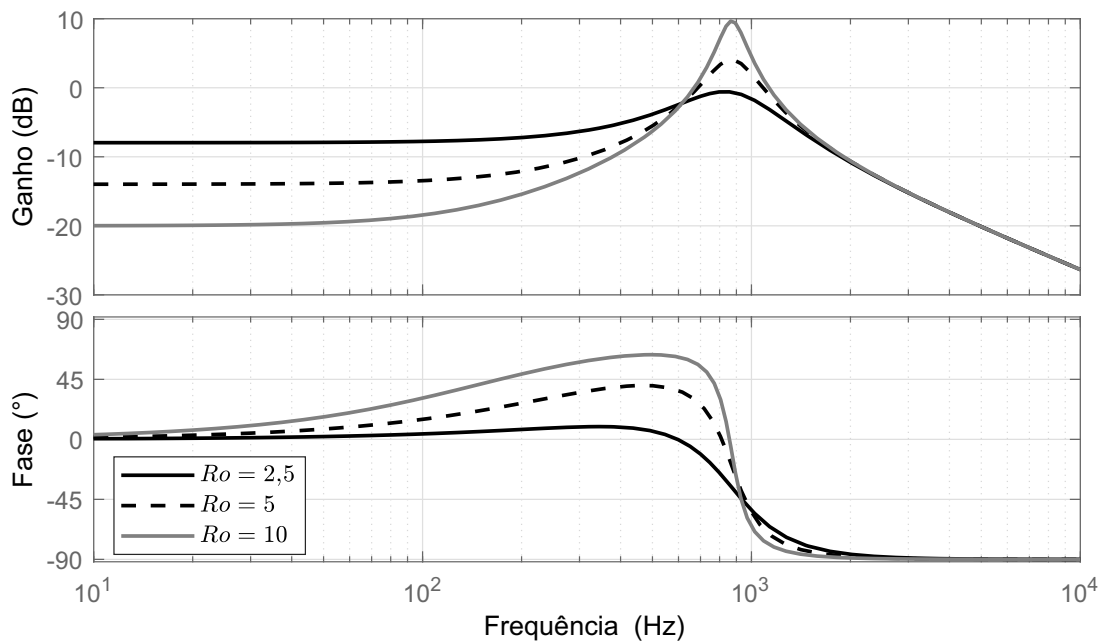
Figura 2.6 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_v(s)$ considerando a variação dos valores de R_o .

Fonte: Autor.

De forma análoga, as Figuras 2.7 e 2.8 apresentam os diagramas de Bode da função de transferência $G_i(s)$ e do comportamento da planta frente à variações do parâmetro R_o , respectivamente.

Figura 2.7 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_i(s)$.

Fonte: Autor.

Figura 2.8 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_i(s)$ considerando a variação dos valores de R_o .

Fonte: Autor.

2.3 TRANSFORMADA DE CLARKE E PARK MONOFÁSICA

Considerando sistemas trifásicos em coordenadas abc a transformada de Clarke e Park é comumente aplicada utilizando a matriz de transformação dada por,

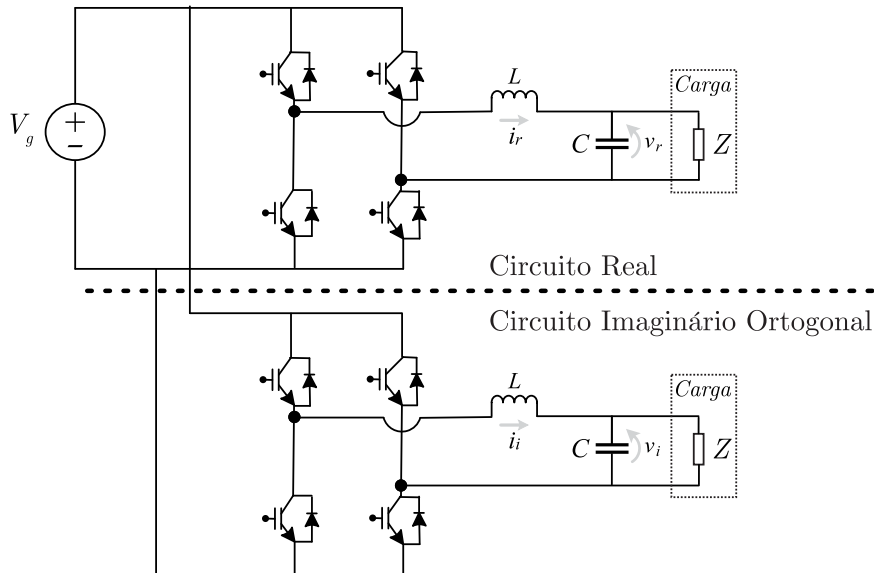
$$T_{abc-dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega) & \cos(\omega - \frac{\pi}{3}) & \cos(\omega + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\omega) & -\text{sen}(\omega - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

sendo ω a frequência do sistema em radianos.

Esta transformada também pode ser realizada primeiramente colocando as variáveis abc no plano $\alpha\beta$ e após rotaciona-se o eixo na frequência fundamental do sistema para se obter as variáveis no plano DQ, sendo esses vetores, D e Q, constantes para sinais senoidais na frequência fundamental (CROWHURST et al., 2010). Entretanto, a matriz da equação (2.18) não pode ser diretamente aplicada em sistemas monofásicos pois necessita-se de no mínimo duas variáveis ortogonais.

De acordo com Zhang et al. (2002), para realizar a transformada DQ monofásica pode-se considerar um circuito imaginário ortogonal, que possui os mesmos componentes e parâmetros do circuito real com as variáveis de interesse atrasadas em 90° (Figura 2.9).

Figura 2.9 – Representação do circuito ortogonal.



Fonte: Autor.

Dessa forma, os sinais de tensão (v_C) e corrente (i_L) sofrem um atraso de fase, tanto a tensão quanto a corrente irão possuir um sinal real (v_r e i_r), que é o seu próprio valor medido, e um sinal imaginário (v_i e i_i) considerando o delay de fase, como mostrado em (2.19), (2.20), (2.21) e (2.22).

$$v_r(t) = V \text{sen}(\omega t + \delta) \quad (2.19)$$

$$i_r(t) = I \text{sen}(\omega t + \delta) \quad (2.20)$$

$$v_i(t) = V \text{sen}(\omega t + \delta - \pi/2) \quad (2.21)$$

$$i_i(t) = I \text{sen}(\omega t + \delta - \pi/2) \quad (2.22)$$

Agora que cada sinal possui uma variável ortogonal pode-se aplicar a transformação linear para o eixo DQ, dada por

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & -\text{cos}(\omega t) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r(t) \\ x_i(t) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

onde x representa tanto grandezas de tensão como de corrente.

Aplicando a transformada (2.23) em (2.3) e (2.4) pode-se escrever o sistema matricial em coordenadas DQ,

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq} u_{dq}(t) \quad (2.24)$$

$$y_{dq}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}_{dq}(t) \quad (2.25)$$

sendo,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d(t) \\ \dot{v}_d(t) \\ \dot{i}_q(t) \\ \dot{v}_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \omega_n & 0 \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} & 0 & \omega_n \\ -\omega_n & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\omega_n & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ v_d(t) \\ i_q(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ v_d(t) \\ i_q(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ v_d(t) \\ i_q(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Analisando (2.26) pode-se dizer que,

$$\frac{d}{dt} v_d(t) = \frac{i_d(t)}{C_o} - \frac{v_d(t)}{C_o R_o} + \omega v_q(t) \quad (2.28)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.28) e desconsiderando o termo ωv_q ,

tem-se

$$sV_d(s) = \frac{I_d(s)}{C_o} - \frac{V_d(s)}{C_o R_o} \quad (2.29)$$

Isolando V_d em (2.29) e realizando as devidas manipulações, obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída v_d com a corrente i_d , como mostra (2.30).

$$G_{vd}(s) = \frac{v_d(s)}{i_d(s)} = \frac{\frac{1}{C_o}}{s + \frac{1}{C_o R_o}} \quad (2.30)$$

De maneira análoga pode-se obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída v_q com a corrente i_q , como mostra (2.31).

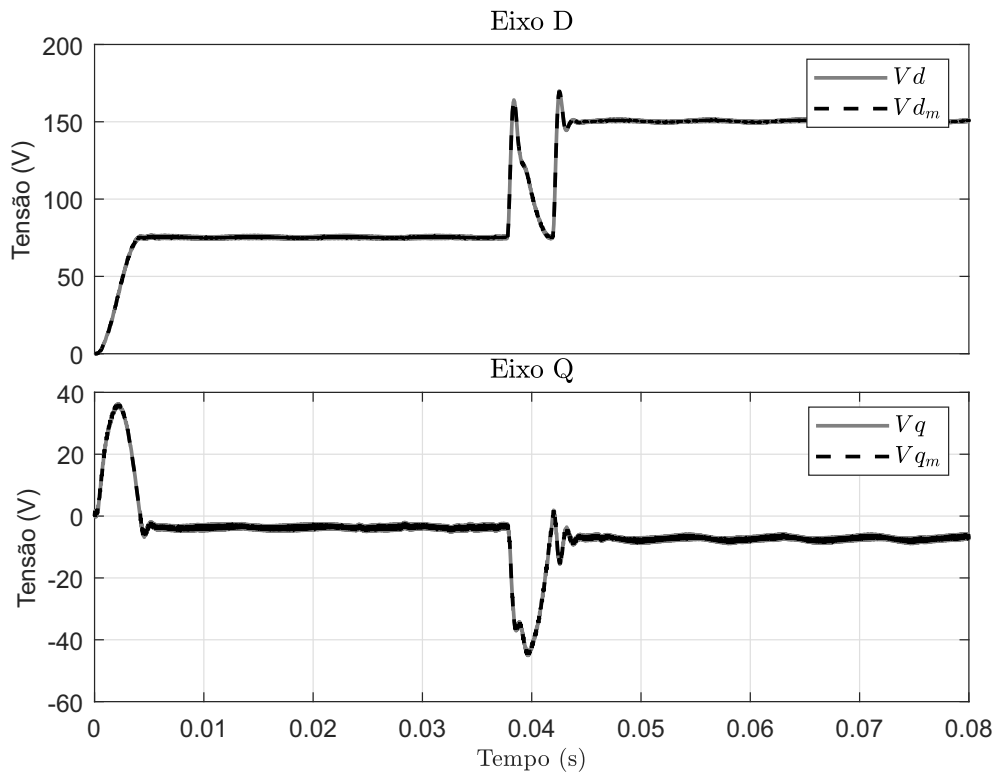
$$G_{vq}(s) = \frac{v_q(s)}{i_q(s)} = \frac{\frac{1}{C_o}}{s + \frac{1}{C_o R_o}} \quad (2.31)$$

A Figura 2.10 mostra os sinais de tensão nos eixos D e Q da planta e do modelo matemático considerando um degrau na amplitude da tensão de entrada. Percebe-se que os sinais são contínuos comprovando que a transformada de coordenadas $\alpha\beta$ -dq monofásica foi realizada com sucesso. A variação da amplitude da tensão é percebida no eixo D, o qual inicia com 75 V e após determinado tempo passa para 150 V. A tensão no eixo Q permanece próximo de zero por todo o tempo variando apenas no momento do degrau de tensão.

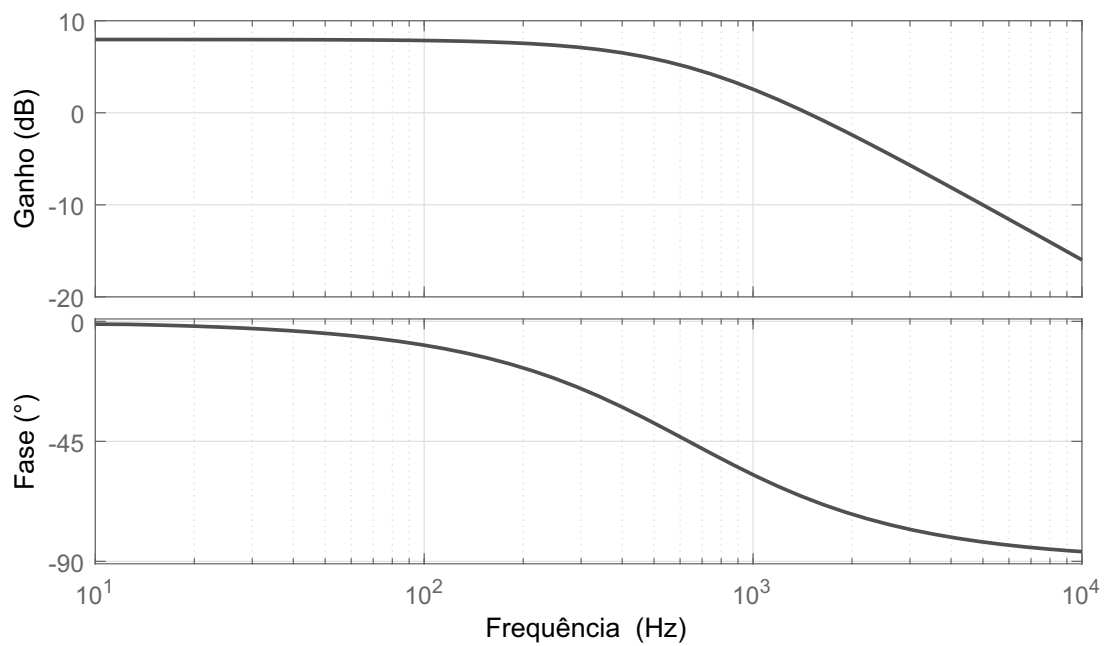
A Figura 2.11 mostra a resposta em frequência da função de transferência $G_{vd}(s)$, sendo que a planta $G_{vq}(s)$ apresenta o mesmo comportamento. Nota-se que após a realização da transformada DQ, a planta de tensão que será utilizada para o projeto do controlador se torna mais simples, uma planta de primeira ordem. Conforme pode se verificar no diagrama de Bode da função $G_{vd}(s)$ a mesma apresenta uma resposta estável e uma fase de -90° devido a presença do polo real da planta.

Na Figura 2.12 é mostrado o diagrama de Bode da função de transferência $G_{vd}(s)$ considerando as variações no valor de R_o . É percebido um aumento no valor do ganho a medida que o valor de R_o aumenta. Como se trata de uma planta de primeira ordem, não há pico de ressonância.

Figura 2.10 – Validação do modelo por transformada DQ.

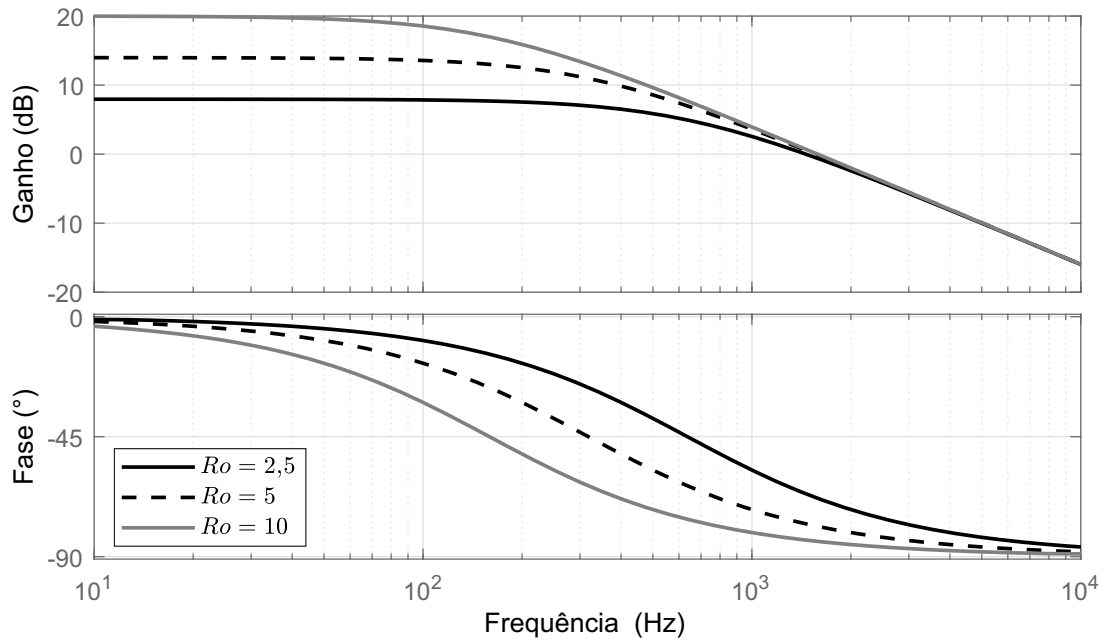


Fonte: Autor.

Figura 2.11 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_{vd}(s)$.

Fonte: Autor.

Figura 2.12 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_{vd}(s)$ considerando a variação dos valores de R_o .



Fonte: Autor.

2.4 CONCLUSÕES GERAIS

Neste capítulo foi apresentada uma fonte ininterrupta de energia monofásica que foi a planta considerada para projeto dos controladores ressonantes. Foi abordada a modelagem matemática do estágio de saída da UPS, salientando a realização de algumas considerações para simplificar o sistema em um circuito equivalente.

Foram realizados diferentes métodos de modelagem e a validação do modelo da planta para cada método, sendo que cada um dos modelos será utilizado no capítulo que trata do projeto dos controladores.

3 METODOLOGIAS DE PROJETO PARA CONTROLADORES RESSONANTES

Em geral, para seguir uma referência senoidal com erro nulo em regime permanente, os polos da transformada de Laplace do sinal de referência devem ser incluídos na função de transferência do compensador (FRANCIS; WONHAM, 1976). Assim, além de garantir erro nulo, todos os distúrbios do mesmo tipo também serão eliminados, em regime permanente (OGATA, 2010). É por esse princípio que controladores do tipo proporcional integral (PI) e proporcional integral derivativo (PID) não são capazes de zerar o erro em regime permanente para referências senoidais.

Usualmente utiliza-se modulação por largura de pulso para o chaveamento em inversores pela simplicidade de implementação. Porém, esse chaveamento PWM pode introduzir distúrbios e ruídos nos sinais de saída. Uma solução apresentada por Finn (1993) é a realimentação do sinal de corrente em uma malha interna com um ganho proporcional. Em Schildt (2014) é demonstrado que a realimentação de corrente tem a influência de atenuar o pico de ressonância nas frequências elevadas, variando-se os valores dos ganhos de corrente as características transitórias do sistema foram modificadas.

Em Thomaz (2009) é apresentada uma forma modificada para controle de uma UPS, empregando duas malhas de controle: uma malha interna, com controlador PD, responsável pela dinâmica e seguimento da referência senoidal; e uma malha externa, com controlador PI, para regulação estática da tensão de saída através do valor RMS (*Root Mean Square*). Mesmo assim esse sistema não obteve desempenho transitório satisfatório, causado pelo atraso na resposta do sistema para a medição da tensão RMS.

Outra abordagem que pode ser feita para emprego de controladores PIs e PIDs é a multiplicação do sinal de saída do controlador por uma forma de onda senoidal antes de comparar com o sinal da portadora para geração do PWM (ZHANG et al., 2002). Essa abordagem apresenta duas desvantagens: primeiro, o ganho na frequência de cruzamento acaba sendo pequeno causando distorção na forma de onda; segundo, na aplicação de cargas não-lineares devido a multiplicação do sinal de controle pelo sinal senoidal a taxa de distorção harmônica (THD - *Total Harmonic Distortion*) acaba se tornando bem elevada.

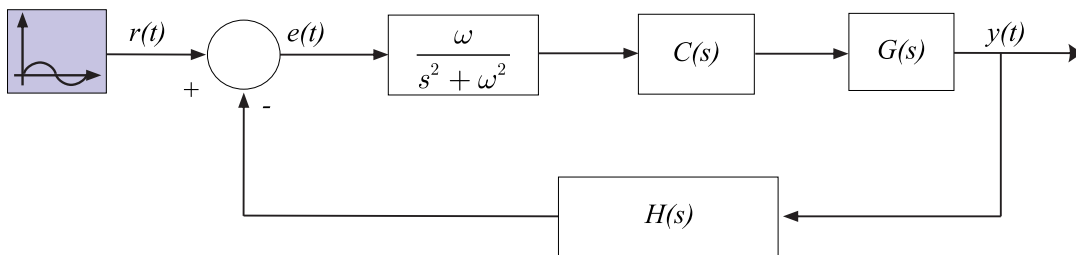
Um método empregado para que os controladores PIDs possam rastrear referências senoidais de maneira satisfatória é aplicando a transformação para coordenadas síncronas DQ (GONZALEZ; CARDENAS; PAZOS, 2004). A transformada de Clarke-Park é amplamente utilizada para sistemas trifásicos, tendo aplicação em conversores (YUAN et al., 2002) e em máquinas elétricas (CONG; GAO; FENG, 2021).

De acordo com Crowhurst et al. (2010), realizando algumas considerações, a transformada DQ também pode ser aplicada em sistemas monofásicos. Sendo demonstrado o controle de um inversor monofásico com controlador do tipo PI. O método apresentou resultados satisfatórios para o seguimento da referência senoidal em regime permanente

e bom desempenho transitório. Em Govind et al. (2020) foi realizado o controle de um inversor fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) operando ilhado. Foi comparado o desempenho de um controlador PI, em coordenadas DQ, e um controlador PR para o controle da malha interna de corrente. O controlador PR obteve algumas vantagens em relação ao PI, apresentando um melhor desempenho para variações de carga e menor taxa de distorção harmônica.

A Figura 3.1 mostra o princípio do modelo interno para o controlador ressonante, em que um sistema em malha fechada segue um sinal de referência de entrada, sem erro em regime permanente, quando o modelo dessa referência está incluído no sistema.

Figura 3.1 – Princípio do modelo interno para controlador ressonante.



Fonte: Adaptado de (SOUZA, 2019).

De acordo com Zmood e Holmes (2003), o controlador PR pode ser escrito em um formato equivalente ao do controlador PI substituindo a parcela integral do PI por uma parcela ressonante, assim o controlador passa ter dois polos complexos sobre o eixo imaginário e dois zeros complexos, como mostrado em (3.1).

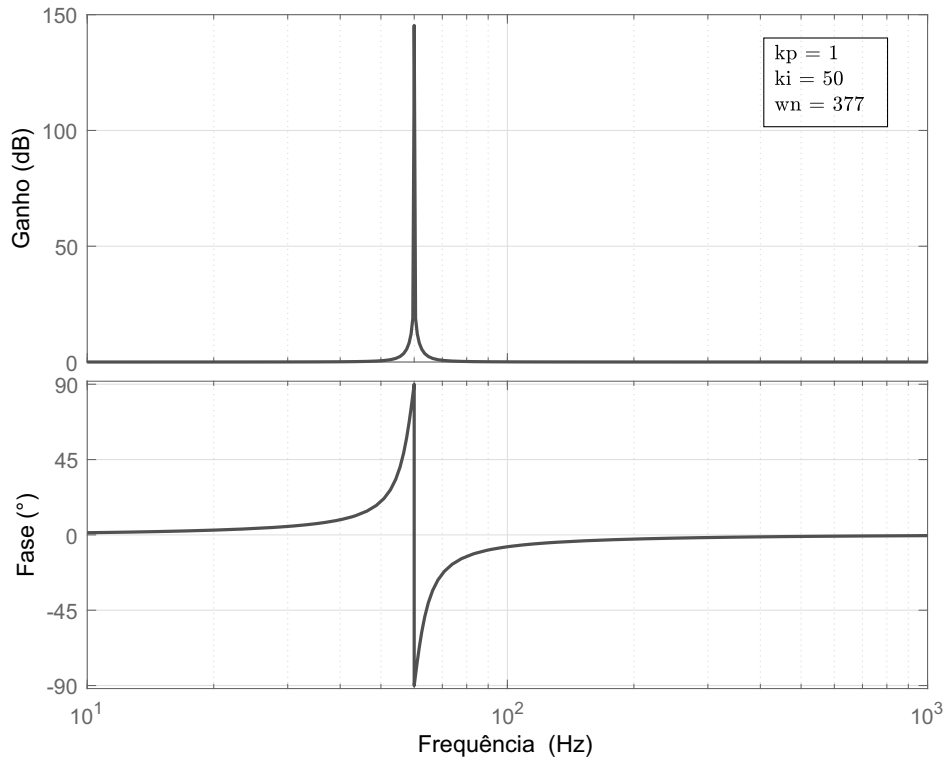
$$k_p + \frac{k_i}{s} \Rightarrow k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (3.1)$$

onde k_p , k_i e ω_n são os ganhos proporcional, integral e a frequência de ressonância (frequência do sinal a ser seguido/rejeitado) do controlador, respectivamente.

Como o valor da constante k_p influencia igualmente os sinais em todo o espectro de frequência, é normalmente projetado da mesma forma que um controlador do tipo PI no que diz respeito a frequência de cruzamento, margem de ganho e fase (SOUZA, 2019).

A Figura 3.2 mostra a resposta em frequência do controlador ressonante ideal descrito em 3.1. Percebe-se a característica principal dos PRs, a presença de um ganho infinito na frequência de ressonância selecionada.

Figura 3.2 – Resposta em frequência do controlador ressonante ideal.



Fonte: Autor.

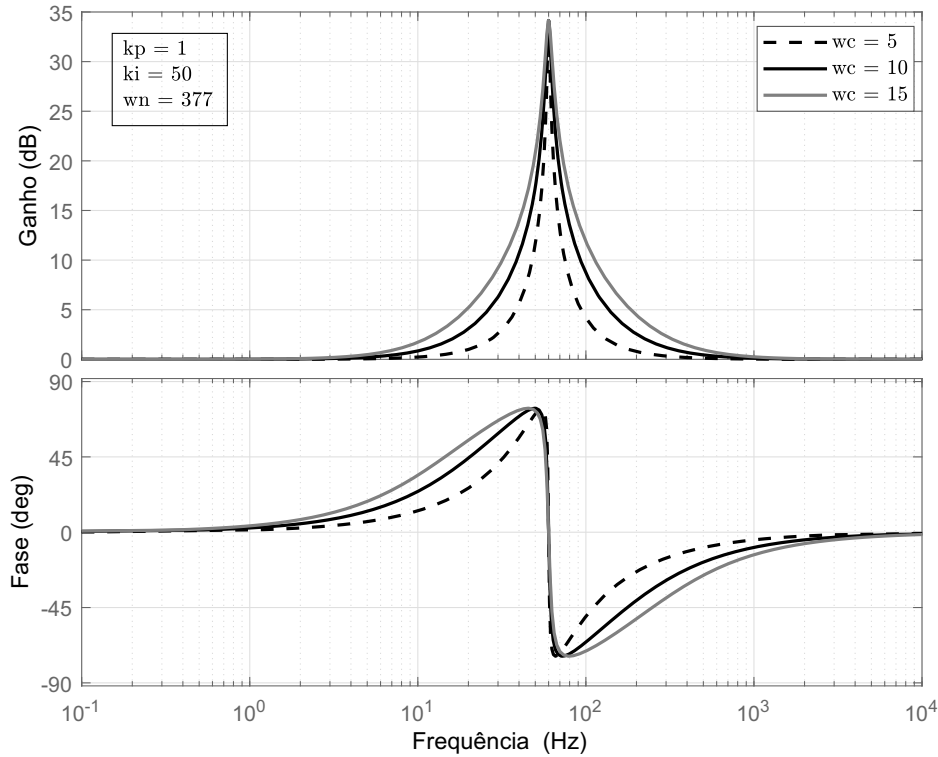
O controlador mostrado em (3.1) apresenta dois problemas principais: primeiro, não é fisicamente viável a implementação de um ganho tão elevado; segundo, qualquer deslocamento entre a frequência de referência e a frequência de ressonância do controlador poderia causar problemas de performance e instabilidade. Assim, o controlador (3.1) pode ser reescrito como

$$C_{pr}(s) = k_p + \frac{k_i 2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_n^2} \quad (3.2)$$

onde ω_c é a faixa de passagem da parcela ressonante. Esse controlador possui ganho finito, porém elevado o suficiente para garantir um erro em regime desprezível na frequência de ressonância. Ainda, com esse formato modificado do controlador PR, é possível ajustar a faixa de passagem da parcela ressonante (ZMOOD; HOLMES, 2003). Assim, pode-se escolher um valor apropriado para ω_c de forma a reduzir a sensibilidade do controlador quanto a pequenas variações na frequência do sistema.

A Figura 3.3 mostra a resposta em frequência do controlador ressonante modificado com amortecimento descrito em 3.2.

Figura 3.3 – Resposta em frequência do controlador ressonante modificado (não-ideal) para diferentes valores de ω_c .



Fonte: Autor.

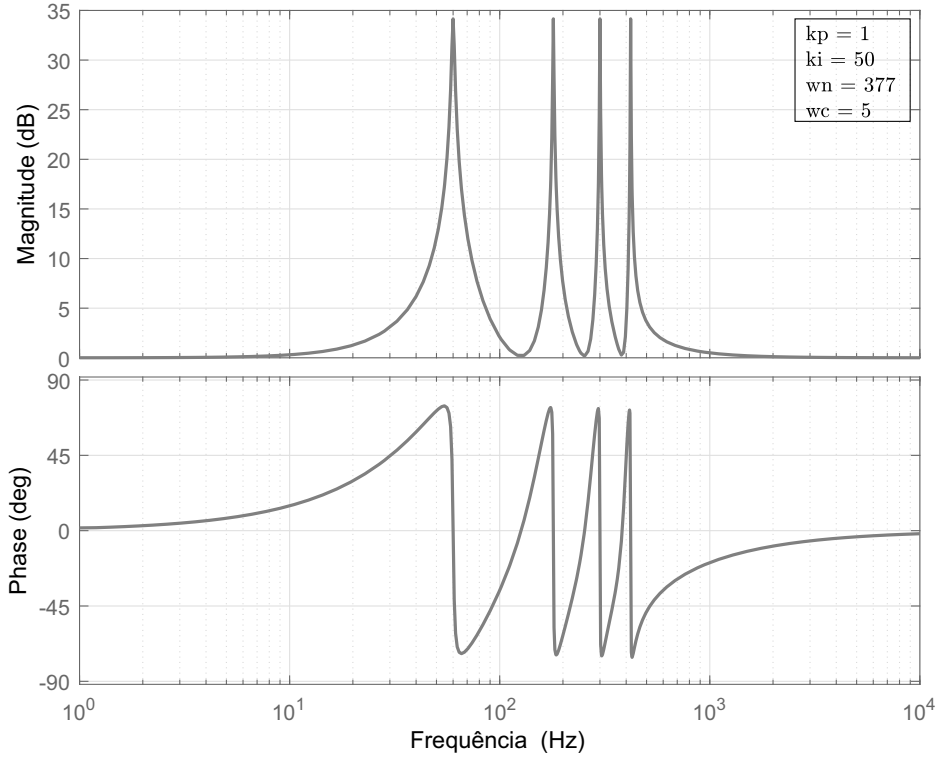
Uma terceira formulação do controlador PR é abordada em Almeida (2013), em que a função de transferência do controlador é baseada na transformada de Laplace do seno, como mostrado a seguir:

$$C_{pr}(s) = k_p + \frac{k_i}{s^2 + \omega_n^2} \quad (3.3)$$

A função de transferência dada por 3.3 não é muito empregada pois não possui um zero em $s = 0$. Essa característica resulta em uma resposta dinâmica relativamente mais lenta para o sistema compensado. A parcela ressonante apresenta um alto ganho na frequência de ressonância e praticamente não tem influência nas outras frequências, essa característica possibilita a operação de múltiplos controladores ressonantes juntos, normalmente organizados paralelamente, sem reduzir a margem de fase do sistema, o que poderia causar instabilidades (ALMEIDA, 2013).

A Figura 3.4 mostra a resposta de múltiplos controladores ressonantes operando em paralelo, considerando a frequência fundamental e suas harmônicas ímpares.

Figura 3.4 – Resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes não-ideais sintonizados para compensar as 3°, 5° e 7° componentes harmônicas da fundamental.



Fonte: Autor.

Considerando técnicas de controle por realimentação de estados, o modelo do controlador ressonante é escrito na forma de espaço de estados e incluído em um sistema aumentado da planta. Em Montagner e Ribas (2009) o modelo do princípio interno do controlador ressonante é representado em variáveis de estados como

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\rho}}_1(t) \\ \dot{\boldsymbol{\rho}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}_1(t) \\ \boldsymbol{\rho}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n \end{bmatrix} e(t) \quad (3.4)$$

em que $\boldsymbol{\rho}_1(t)$ e $\boldsymbol{\rho}_2(t)$ representam os estados do controlador ressonante e $e(t)$ o erro gerado em relação ao sinal de referência.

Em Maccari et al. (2014), é proposto um controlador ressonante por realimentação de estados para controle de um conversor conectado a rede por filtro LCL. Neste trabalho foi considerado o fator de amortecimento (ζ_p) no espaço de estados ressonante, dado por

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\rho}}_1(t) \\ \dot{\boldsymbol{\rho}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta_p\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}_1(t) \\ \boldsymbol{\rho}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} e(t) \quad (3.5)$$

Em Venturini (2016) é apresentado um sistema de controle que emprega o método de realimentação de estados aplicado ao controle da tensão de saída de uma UPS. Os

ganhos foram obtidos através de um controlador ótimo do tipo regulador linear quadrático (LQR - *Linear Quadratic Regulator*). Também foi utilizada uma malha interna de corrente com a função de realizar uma pré-compensação da planta através de um ganho proporcional.

Em Pereira, Carvalho e Flores (2013) o projeto dos controladores por realimentação de estados foi realizado encontrando a solução para desigualdades matriciais lineares (LMI - *Linear Matrix Inequalities*). Este método apresentou uma boa resposta no seguimento da referência da tensão de saída, considerando apenas um controlador ressonante projetado para a frequência fundamental.

De acordo com Souza (2019), na presença de cargas não lineares um único controlador ressonante na frequência fundamental não é suficiente para manter uma baixa taxa de distorção harmônica. Dessa forma, utiliza-se além de um controlador ressonante para a frequência fundamental, outros controladores ressonantes para as componentes de maior contribuição harmônica. Assim, pode-se aplicar múltiplos controladores ressonantes em um único projeto, considerando múltiplas frequências de interesse, ou seja, pode-se aplicar um controlador ressonante para o seguimento da frequência fundamental e novos controladores ressonantes para a rejeição de cada frequência múltipla harmônica da fundamental. Geralmente são os múltiplos ímpares de menor frequência: 3^a harmônica, 5^a harmônica, 7^a harmônica, 9^a harmônica e 11^a harmônica.

3.1 CONCLUSÕES GERAIS

Neste capítulo foram apresentadas estratégias presentes na literatura para o controle de inversores com um foco maior nos métodos que empregam transformada DQ e controladores ressonantes.

São apresentadas várias estruturas para os controladores ressonantes, com possibilidade de projeto na forma de função de transferência e espaço de estados. Também é demonstrada a possibilidade de aplicar controladores do tipo PID para seguimento de referências senoidais utilizando a transformação para coordenadas síncronas DQ.

4 PROJETO DOS CONTROLADORES RESSONANTES

Propõe-se três estratégias de controle para a tensão de saída do inversor. A primeira é considerando o princípio do modelo interno para um sinal senoidal aplicado de forma direta no sistema de controle, sendo projetadas uma malha interna e uma externa. No segundo método é aplicado o controle por realimentação de estados, no qual o controlador ressonante é adicionado em um sistema aumentado da planta. O terceiro método, através da transformada DQ monofásica, possui sinais de referência contínuos sendo possível utilizar controladores mais simples do tipo PI e P para as malhas externa e interna, respectivamente.

O projeto dos controladores discretos baseia-se na metodologia através da resposta em frequência para o plano s , onde o ganho e a fase do sistema são determinados a partir dos diagramas de Bode. Assim, as funções de transferência $G_i(s)$, $G_v(s)$, $G_{vd}(s)$ e $G_{vq}(s)$ obtidas na sessão anterior foram multiplicadas pela função G_p , que é o equivalente ao atraso de implementação no plano s , conforme (4.1),

$$G_p = \frac{\frac{-T_s}{2} + 1}{\frac{T_s}{2} + 1} \quad (4.1)$$

onde T_s é o período de amostragem.

Para a implementação digital do controle, é necessária a discretização dos compensadores contínuos. Para isso, utiliza-se a transformação bilinear de Tustin, na qual o compensador é transferido para o plano discreto z . A relação entre o plano s e o plano z é mostrada em (4.2.)

$$s = \left(\frac{2}{T_s}\right) \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.2)$$

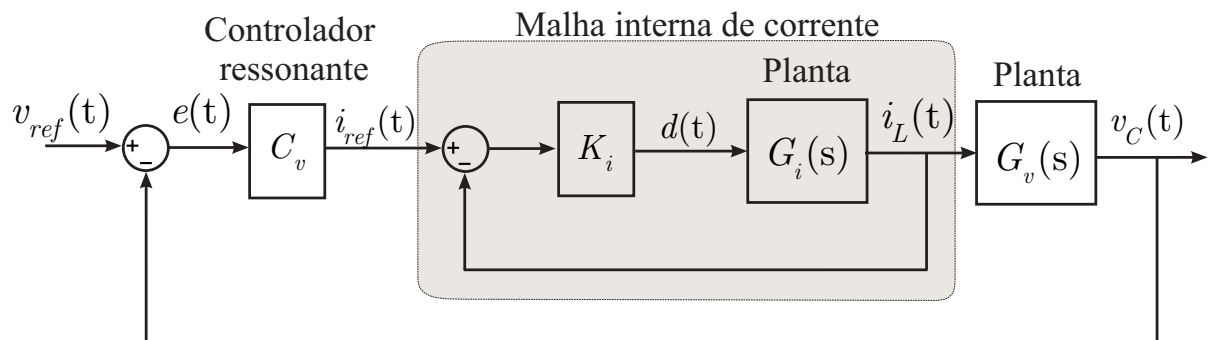
É utilizada a frequência de amostragem (f_s) de 15 kHz, de forma que as variáveis de entrada são amostradas uma vez por período de comutação, sendo que o período de amostragem é dado por $T_s = 1/f_s$.

O objetivo dos controladores é zerar o erro de forma que as tensões medidas sigam as referências com erro nulo em regime permanente e velocidade de regulação adequada em regime transitório. Dessa forma, os controladores são projetados seguindo os requisitos abordados em Ogata (2010), nos quais o sistema deve possuir uma boa margem de fase de forma a garantir a estabilidade e um alto ganho de malha aberta na frequência de interesse para zerar ou minimizar o erro em regime permanente. A seguir são detalhados os controladores projetados para cada uma das três metodologias.

4.1 MODELO INTERNO

A Figura 4.1 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle empregando o modelo interno. Na malha interna será realizado o controle da corrente (i_L) através da variação da razão cíclica (d) e a malha externa será responsável pelo controle da tensão senoidal de saída (v_C). Quando a tensão de saída v_C for menor que a tensão de referência v_{ref} , a malha de tensão deve aumentar a amplitude da referência de corrente, desta forma aumentando a energia fornecida pelo indutor ao capacitor de saída. Por outro lado, quando v_C for maior que v_{ref} , a malha de tensão deve reduzir a amplitude da corrente de referência i_{ref} , reduzindo assim a tensão de saída.

Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle para modelo interno.



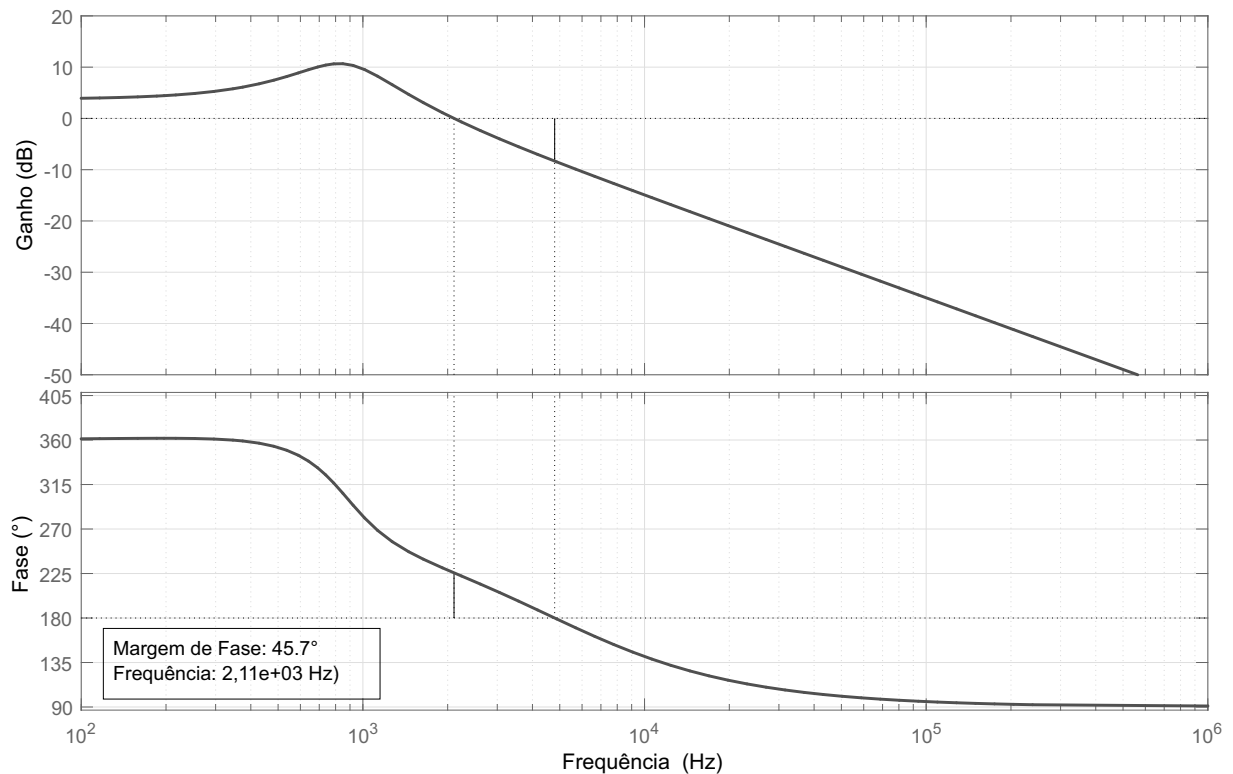
Fonte: Autor.

4.1.1 Malha Interna

O controlador de corrente é calculado a partir da análise da resposta em frequência da função $G_i(s)$. O ganho do controlador é projetado para que o sistema apresente uma banda passante próxima a uma década abaixo da frequência de chaveamento, neste caso, em torno de 2,1 kHz. Dessa forma, é escolhido um ganho $K_i = 3,7256$ para o controlador proporcional da malha de corrente. A Figura 4.2 apresenta o diagrama de bode em malha aberta da planta de corrente compensada.

O mesmo controlador proporcional é aplicado para o controle de corrente no método de projeto que utiliza a transformada DQ.

Figura 4.2 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta de corrente compensada



Fonte: Autor.

4.1.2 Malha Externa

Segundo o princípio do modelo interno, citado anteriormente, um sistema em malha fechada segue um sinal de referência de entrada, sem erro em regime permanente, quando o modelo que gera essa referência está incluído no sistema realimentado estável. Assim, o modelo do controlador ressonante escolhido é mostrado em (4.3).

$$C_{resmi}(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_n s}{s^2 + 2\zeta_p\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.3)$$

A frequência de ressonância é representada por ω_n , ζ_p é o fator de amortecimento dos polos, k_p é o ganho proporcional do controlador ressonante e k_r determina a largura de faixa da frequência.

O procedimento de projeto a seguir é realizado para obter o controlador de tensão:

- Seleciona-se uma frequência de ressonância (ω_n) na qual deseja-se sintonizar o controlador;
- Adiciona-se um par de pólos complexos e conjugados, sobre o eixo imaginário, na

frequência do sinal de entrada e/ou distúrbio a ser rejeitado;

- Adiciona-se um par de zeros complexos e conjugados em uma frequência suficientemente menor que a frequência de cruzamento estabelecida. Uma vez que se tratam de zeros complexos, o coeficiente de amortecimento (ζ_z) é menor que 1, sendo usualmente escolhido o valor 0,7;
- Ajusta-se o ganho do controlador até obter a frequência de cruzamento desejada.

Para o projeto do controlador ressonante escolheu-se a frequência de interesse de 60 Hz, sendo $\omega_n = 2\pi f_n$, e um coeficiente de amortecimento dos zeros em torno de $\zeta_z=0,7$. O coeficiente de amortecimento escolhido para os polos é $\zeta_p=0,00001$. Foi considerada uma frequência de cruzamento suficientemente menor que a frequência da malha interna, em torno de 1,2 kHz e margem de fase superior à 40° .

Aplicando os requisitos de projeto, o compensador no domínio s obtido é dado por (4.4).

$$C_{res_{mi}}(s) = 3,1501 \frac{s^2 + 1066s + 5,685 \cdot 10^5}{s^2 + 0,00754s + 1,421 \cdot 10^5} \quad (4.4)$$

A função de transferência discretizada para o controlador ressonante é dada por (4.5).

$$C_{res_{mi}}(z) = \frac{3,264z^2 - 6,295z + 3,04}{z^2 - 1,999z + 1} \quad (4.5)$$

Para melhorar o desempenho transitório e deixar a planta com a margem de fase desejada, um controlador proporcional derivativo (PD) é utilizado em série com o controlador ressonante. O compensador utilizado para realizar este processo é dado por,

$$C_{pd}(s) = \frac{s + \omega_{fz}}{s + \omega_{fp}} \quad (4.6)$$

onde ω_{fz} e ω_{fp} é a localização do zero e do polo do compensador, respectivamente.

Para obter o máximo acréscimo na margem de fase, o compensador deve ser projetado para que a frequência $f_{máx} = \sqrt{f_z f_p}$ coincida com a frequência de cruzamento (f_c) desejada. Logo, esta especificação é alcançada através da frequência de localização do zero (f_z) e do polo (f_p) dada por,

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}} \quad (4.7)$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}} \quad (4.8)$$

onde o θ é o avanço de fase introduzido pelo compensador para atingir a margem de fase desejada.

Considerando a frequência de cruzamento de 1,2 kHz e um avanço de fase de 40°, o controlador PD projetado no plano s é dado por (4.9).

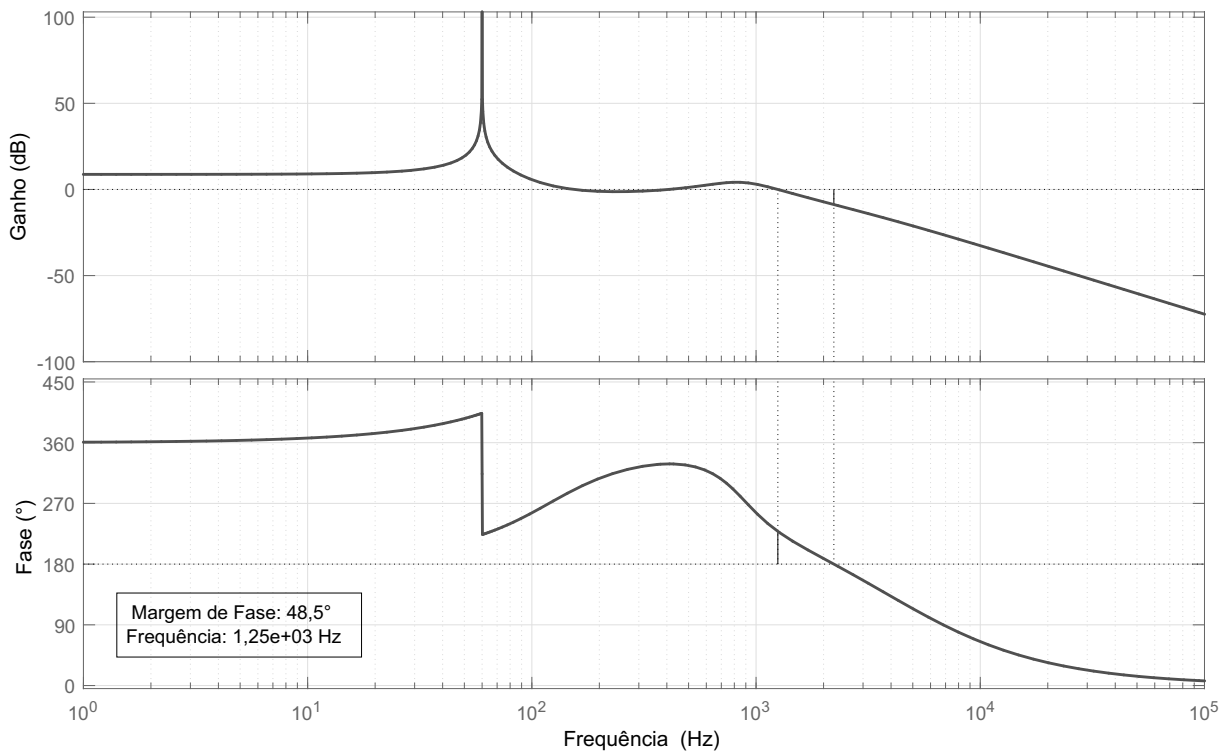
$$C_{pd}(s) = \frac{s + 3516}{s + 16170} \quad (4.9)$$

A função de transferência discretizada para o controlador proporcional-derivativo é dada por (4.10).

$$C_{pd}(z) = \frac{0,7259z - 0,5736}{z - 0,2995} \quad (4.10)$$

Colocando os dois controladores em série, a função de transferência para o controlador de tensão pode ser dada como $C_v(s) = C_{resmi}(s)C_{pd}(s)$. A Figura 4.2 apresenta o diagrama de bode em malha aberta da planta de tensão compensada.

Figura 4.3 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta de tensão compensada



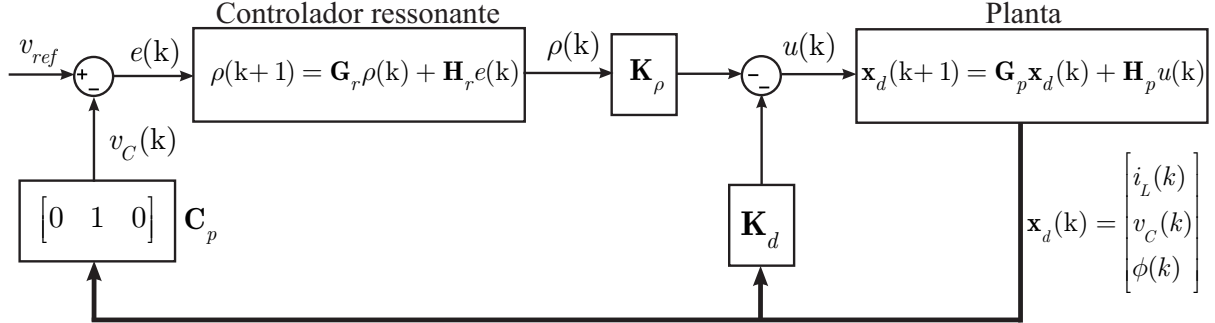
Fonte: Autor.

4.2 REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

Nesta metodologia o sistema de controle empregado utiliza o método de realimentação de estados, o qual consiste em utilizar como lei de controle uma combinação

linear dos estados do sistema. O diagrama de blocos da estrutura de controle proposta é apresentado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle para realimentação de estados.



Fonte: Adaptado de (MATTOS et al., 2020).

De acordo com a Figura 4.4 é necessário o modelo da planta em espaço de estados para aplicar a retroação de estados. Este modelo foi obtido anteriormente pelas equações (3.5) e (2.6). Visando à aplicação de uma técnica de controle digital, um modelo discreto da planta pode ser obtido usando o período de amostragem T_s e a discretização empregando o método segurador de ordem zero (ZOH - *Zero Order Hold*). Este modelo é dado por

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}u(k) \quad (4.11)$$

em que,

$$\mathbf{G} = e^{\mathbf{A}T_s} \quad (4.12)$$

$$\mathbf{H} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\tau} \mathbf{B} d\tau \quad (4.13)$$

Pode-se considerar um atraso de implementação de um período de amostragem dado como (4.14).

$$\phi(k+1) = u(k) \quad (4.14)$$

Reescrevendo o sistema (4.11) considerando a adição do estado referente ao atraso de implementação, obtém-se

$$\mathbf{x}_d(k+1) = \mathbf{G}_p\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_p u(k) \quad (4.15)$$

em que,

$$\mathbf{x}_d(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \phi(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Como o sinal de interesse para o controle é o sinal da tensão, a saída do sistema pode ser escrita como

$$y(k) = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_d(k) \quad (4.17)$$

onde,

$$\mathbf{C}_p = [0 \quad 1 \quad 0]$$

Para que o sistema de controle rastreie a referência senoidal de tensão é considerado o controlador ressonante com a função de transferência

$$C_{resfb}(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta_p \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.18)$$

em que a frequência de ressonância (ω_n) é sintonizada em 60 Hz e o coeficiente de amortecimento dos polos é $\zeta_p=0,00001$. O fator de amortecimento é empregado para evitar problemas na implementação discreta relativos à posição dos polos ressonantes na borda do círculo unitário (SANTINI, 2017).

O sistema ressonante mostrado em (4.18) é discretizado e representado na forma de espaço de estados

$$\boldsymbol{\rho}(k+1) = \mathbf{G}_r \boldsymbol{\rho}(k) + \mathbf{H}_r e(k) \quad (4.19)$$

$$y_r(k) = \mathbf{C}_r \boldsymbol{\rho}(k) \quad (4.20)$$

sendo a entrada do sistema ressonante o sinal de erro

$$e(k) = v_{ref}(k) - y(k) \quad (4.21)$$

considerando $v_{ref}(k)$ o sinal de referência e $y(k) = v_C(k)$.

A ação de controle pode ser escrita como

$$u(k) = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_d & \mathbf{K}_\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

sendo \mathbf{K}_ρ e \mathbf{K}_d os ganhos de realimentação dos estados internos dos controladores ressonantes e dos estados da planta, respectivamente.

Substituindo (4.21) em (4.19) obtém-se

$$\boldsymbol{\rho}(k+1) = \mathbf{G}_r \boldsymbol{\rho}(k) - \mathbf{H}_r \mathbf{C}_p \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_r v_{ref}(k) \quad (4.23)$$

Inserindo o controlador ressonante no modelo do sistema com atraso dado em (4.15), chega-se no sistema aumentado

$$\boldsymbol{\xi}(k+1) = \mathbf{G}_a \boldsymbol{\xi}(k) + \mathbf{H}_a u(k) + \mathbf{H}_{ref} v_{ref}(k) \quad (4.24)$$

$$y(k) = \mathbf{C}_a \boldsymbol{\xi}(k) \quad (4.25)$$

em que

$$\boldsymbol{\xi}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_p & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ -\mathbf{H}_r \mathbf{C}_p & \mathbf{G}_r \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_p \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H}_{ref} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{H}_r \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_a = [\mathbf{C}_p \quad \mathbf{0}_{1 \times 2}]$$

Este sistema aumentado inclui os estados da planta (\mathbf{x}), o atraso de implementação (ϕ) e os estados internos do controlador ressonante ($\boldsymbol{\rho}$).

Neste ponto, é realizado o projeto dos ganhos \mathbf{K}_ρ e \mathbf{K}_d através de um controlador LQR discreto, com o objetivo de minimizar a função custo dada por

$$J = \int_{k=1}^{\infty} (\boldsymbol{\xi}(k)' \mathbf{Q} \boldsymbol{\xi}(k) + u(k)' R_c u(k)) \quad (4.26)$$

Por se tratar de um método empírico, o desempenho do controlador depende da escolha de projeto da matriz \mathbf{Q} e do valor R_c . Na matriz \mathbf{Q} é ponderada a importância relativa de cada estado, e o escalar R_c influencia na ação de controle (ARZAGHI-HARIS et al., 2010). A escolha dos valores utilizados é mostrado em (4.27).

$$\mathbf{Q} = \text{diag} [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 10] \quad (4.27)$$

$$R_c = 10000$$

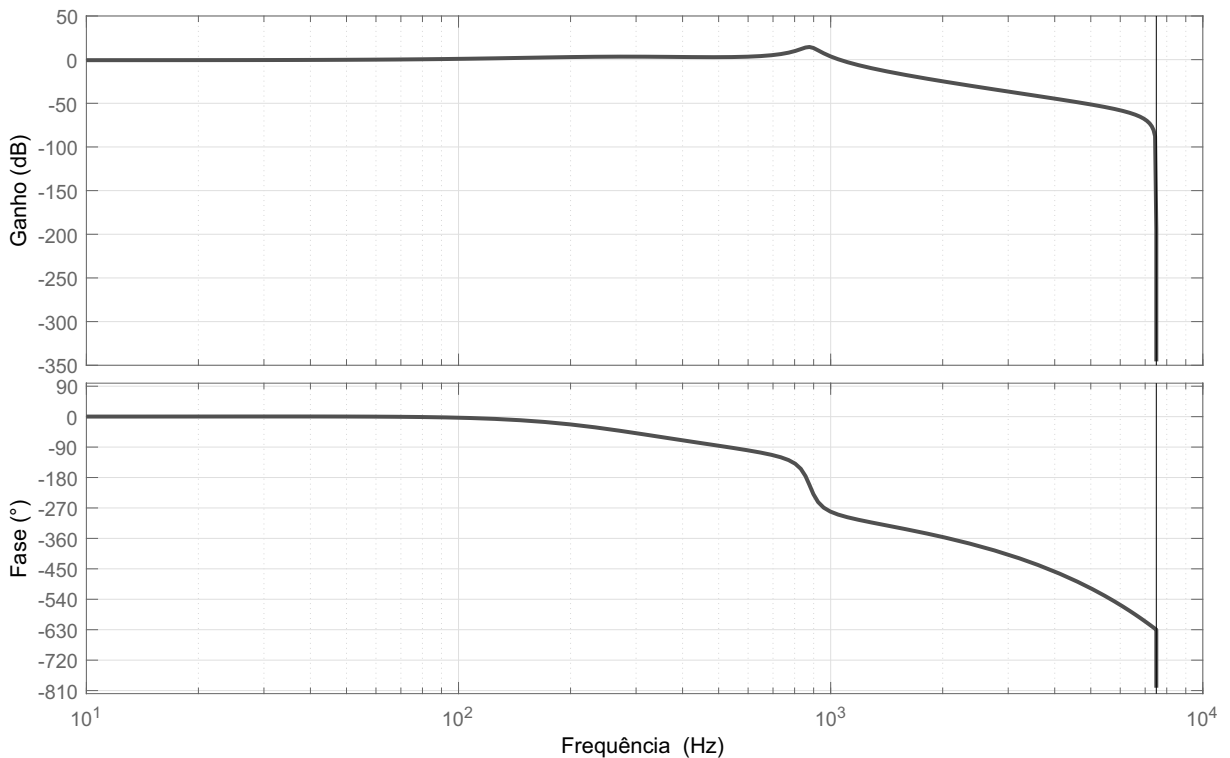
A solução do LQR discreto é encontrada utilizando o software MATLAB através da função *dlqr*, que retornou os valores de ganhos

$$\mathbf{K}_d = [1,060941140804900 \quad 0,1879017275179458 \quad 0,2070574496213491] \quad (4.28)$$

$$\mathbf{K}_\rho = [-0,1899180808153163 \quad 0,1780542942046427]$$

O diagrama de Bode do sistema em malha fechada é apresentado na Figura 4.5, onde é considerada como entrada a tensão de referência e como saída a tensão no capacitor do filtro. Percebe-se que o sistema apresenta ganho de 0 dB e fase de 0° para referências senoidais de 60 Hz, o que deve garantir um bom desempenho para o sistema em regime permanente.

Figura 4.5 – Resposta em frequência em malha fechada para a planta de tensão compensada para realimentação de estados.



Fonte: Autor.

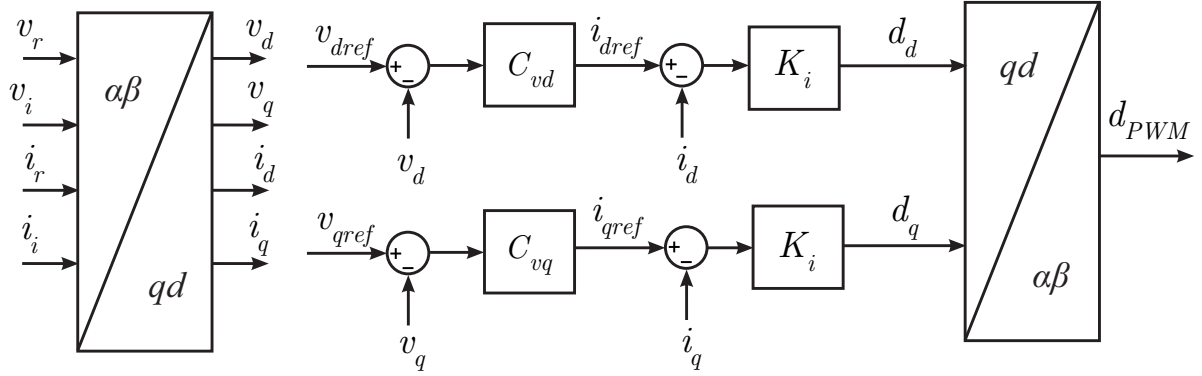
4.3 TRANSFORMADA DQ

A aplicação da transformada DQ busca transformar a referência de tensão senoidal em uma referência contínua, simplificando o projeto do controlador e sendo possível zerar o erro em regime permanente. Neste método de controle é considerada uma malha interna de corrente e uma malha externa que regula a tensão de saída do conversor utilizando um controlador do tipo proporcional-integral.

A tensão CC de referência v_{ref} utilizada no sistema de controle possui o valor da amplitude da tensão senoidal de saída para o eixo d e possui valor igual a zero no eixo q . No eixo direto (d), a malha interna controla a corrente fornecida a carga pela ação de controle d_d através da referência i_{dref} gerada pela malha externa. A malha externa mantém regulada a tensão fornecida a carga variando a amplitude da corrente de referência. O processo é realizado de forma análoga para o eixo q . Após, é aplicada a transformada inversa nos sinais d_d e d_q para se obter a ação de controle senoidal (d_{PWM}) que será comparada com a triangular para geração do sinal PWM do conversor.

A Figura 4.6 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle empregado.

Figura 4.6 – Diagrama de blocos do sistema de controle aplicando transformada DQ.



Fonte: Autor.

Buscando encontrar uma relação entre a corrente $i_L(t)$ e a razão cíclica $d(t)$ no plano de coordenadas DQ, resulta na mesma função de transferência dado por $G_i(t)$. Dessa forma, para o controle da malha interna considerou-se o mesmo ganho proporcional projetado na Seção 4.1.1. Para a malha externa foi projetado um controlador PI considerando uma frequência de cruzamento em torno de 500 Hz. Assim, os controladores da malha de tensão projetados no plano s para os eixos d e q são dados por (4.29) e (4.30).

$$C_{vd}(s) = 0,52018 \frac{(s + 314,2)}{s} \quad (4.29)$$

$$C_{vq}(s) = 0,52018 \frac{(s + 314,2)}{s} \quad (4.30)$$

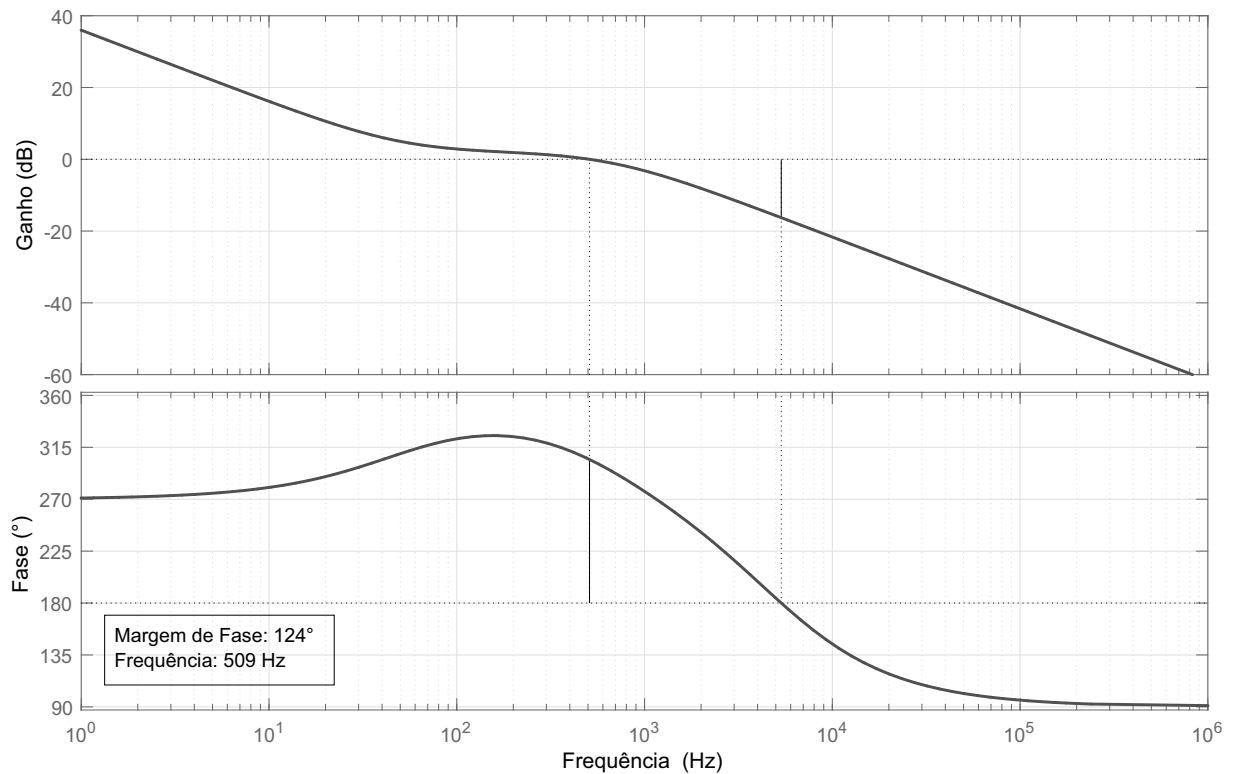
A função de transferência discretizada para os controladores é dada por (4.10).

$$C_{vd}(z) = \frac{0,5256z - 0,5147}{z - 1} \quad (4.31)$$

$$C_{vq}(z) = \frac{0,5256z - 0,5147}{z - 1} \quad (4.32)$$

A Figura 4.7 apresenta o diagrama de bode em malha aberta da planta de tensão compensada.

Figura 4.7 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta de tensão compensada para transformada DQ.



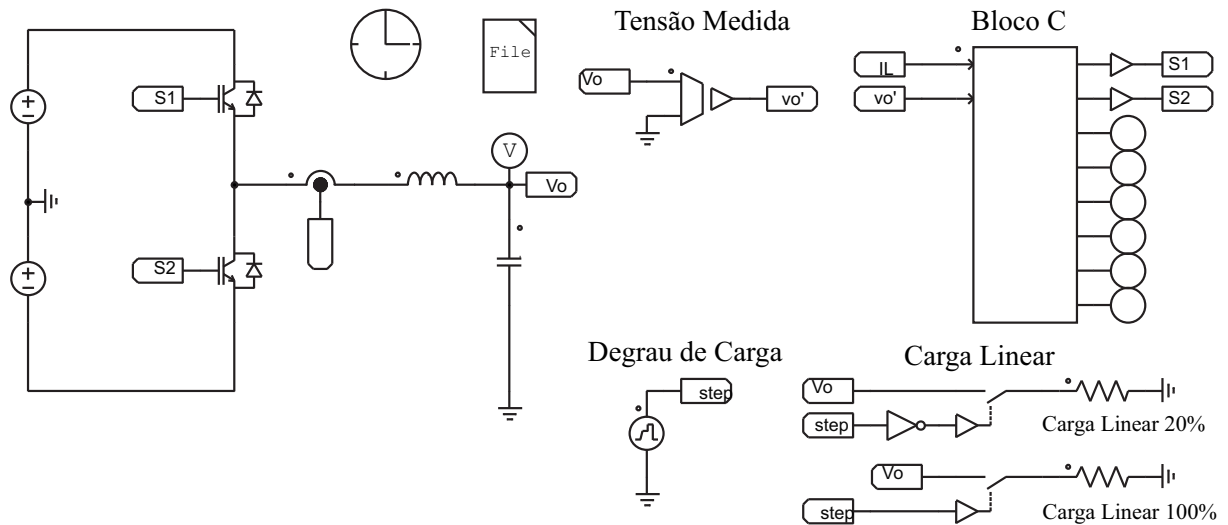
Fonte: Autor.

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação realizados no software PSIM para a validação do desempenho das três estratégias de controle propostas para o inversor. Também são aplicadas métricas de comparação para analisar a capacidade de cada controlador em seguir o sinal de referência. São realizadas simulações com o inversor operando na alimentação de cargas lineares de acordo com a norma IEC 62040-3 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 1999).

A Figura 4.8 mostra o circuito do inversor simulado no software PSIM para aplicação dos métodos de controle. Para a simulação são considerados os parâmetros da Tabela 2.1 mostrados anteriormente.

Figura 4.8 – Circuito do inversor simulado no software PSIM.



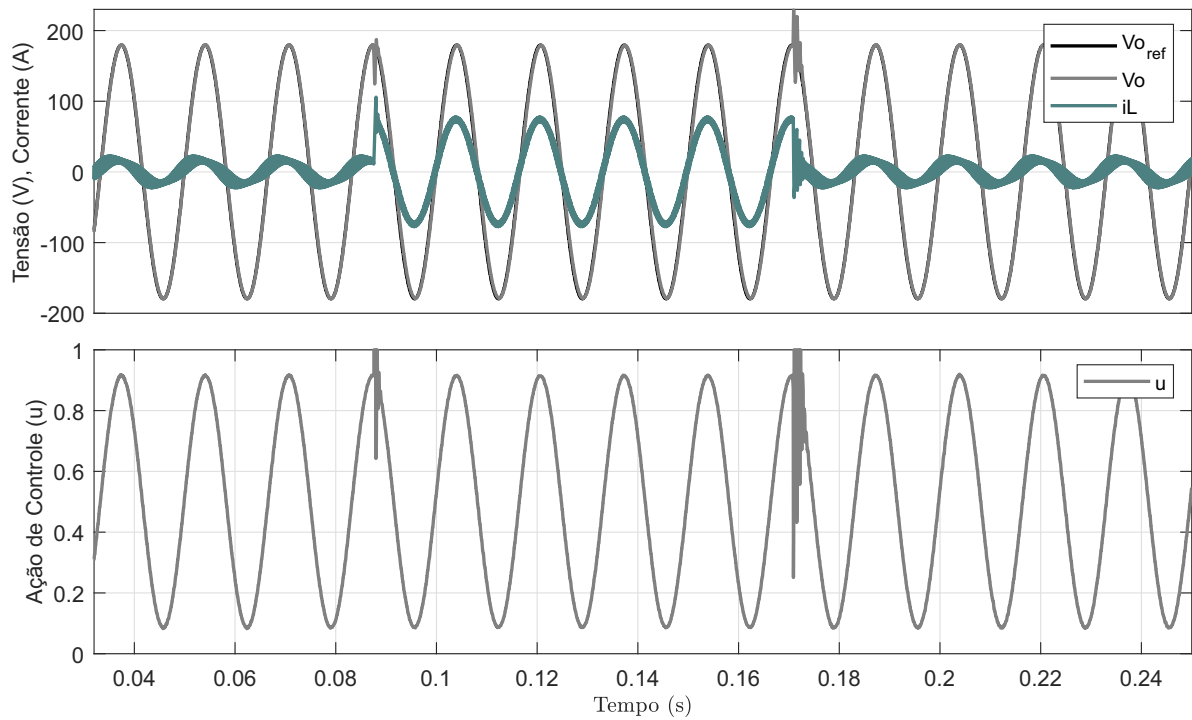
Fonte: Autor.

Os três métodos de controle foram aplicados no inversor considerando uma variação de carga de acordo com a norma IEC 62040-3. A norma cita que os degraus de carga devem ser aplicados no momento em que a tensão de saída apresenta o valor máximo, sendo esse o pior caso. Com isso, o inversor inicia com 20% de carga linear e um degrau de 80% é aplicado no pico da tensão de saída. Após 83,30 ms é retirado os 80% de carga linear.

A Figura 4.9 mostra os sinais de tensão de saída e corrente no indutor do filtro de saída do conversor frente aos degraus de carga linear, considerando o método de controle por modelo interno. Também é analisado o seguimento do sinal de referência senoidal do controlador e o sinal de controle. Nota-se uma distorção na tensão no instante da aplicação do distúrbio, tanto no acréscimo quanto no decréscimo de carga. A distorção na tensão permanece por cerca de um ciclo e após retorna ao valor nominal projetado.

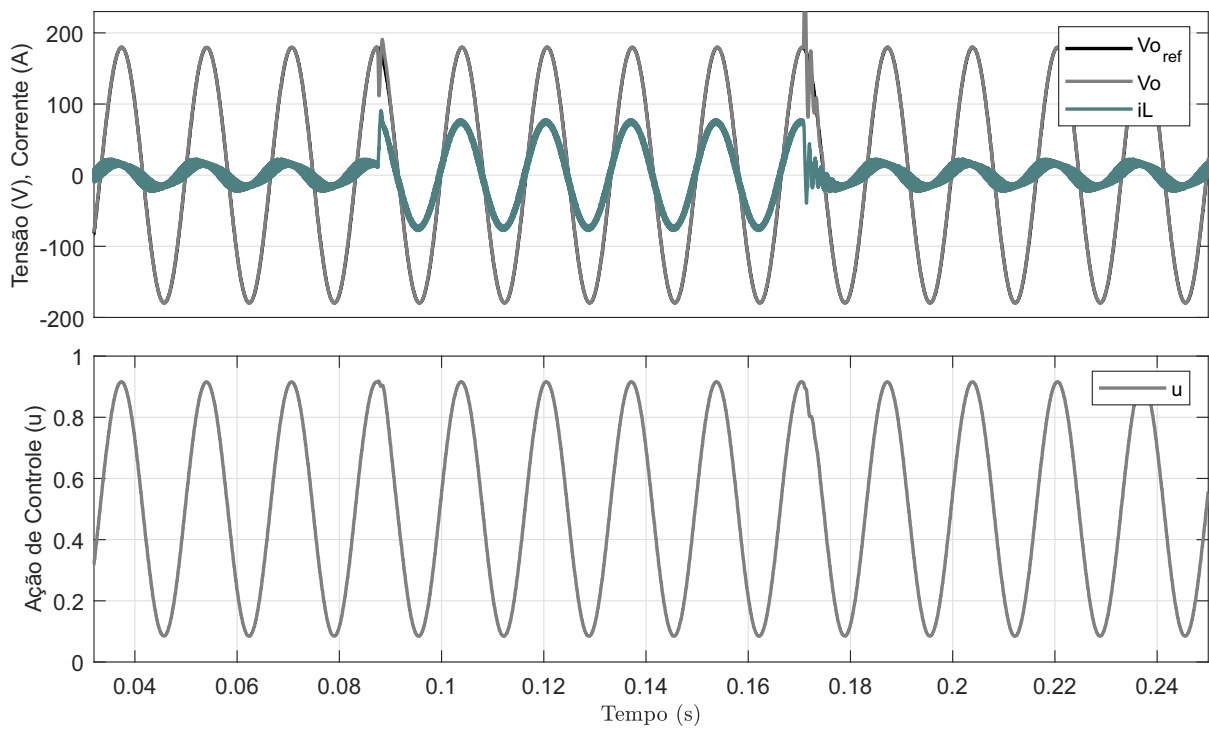
A Figura 4.10 apresenta os mesmos sinais de saída avaliados, agora para o controlador por realimentação de estados. Percebe-se que o controlador apresenta uma distorção de tensão nos momentos em que a carga é variada, e retorna ao valor nominal após um ciclo. A ação de controle também permanece dentro dos limites desejados, inclusive nos degraus de carga. O desempenho demonstrado por esse método de controle ressonante é satisfatório em regime transitório e permanente.

Figura 4.9 – Resultado de simulação para o controle por modelo interno para variação de carga.



Fonte: Autor.

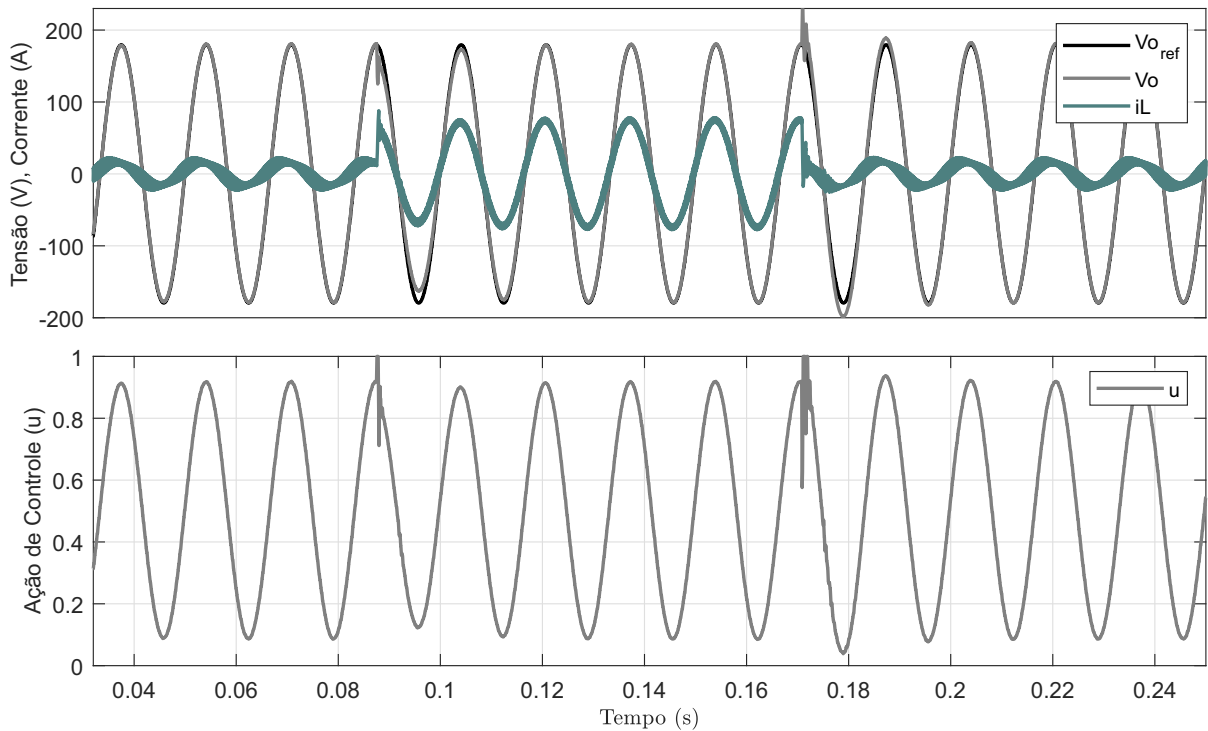
Figura 4.10 – Resultado de simulação para o controle por realimentação de estados para variação de carga.



Fonte: Autor.

A Figura 4.11 mostra os sinais de tensão e corrente de saída do inversor para o controle por transformada DQ. Nota-se uma boa resposta para transitórios, embora a ação de controle sature tanto no acréscimo quanto no decréscimo de cargas. O controlador é capaz de minimizar de forma satisfatória o erro em regime permanente.

Figura 4.11 – Resultado de simulação para o controle por transformada DQ para variação de carga.



Fonte: Autor.

São considerados três critérios para análise de desempenho dos controladores para o rastreamento do sinal de erro:

- Integral do Erro Quadrático (ISE - *Integral Squared Error*)

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (4.33)$$

- Integral Absoluta do Erro (IAE - *Integral Absolute Error*)

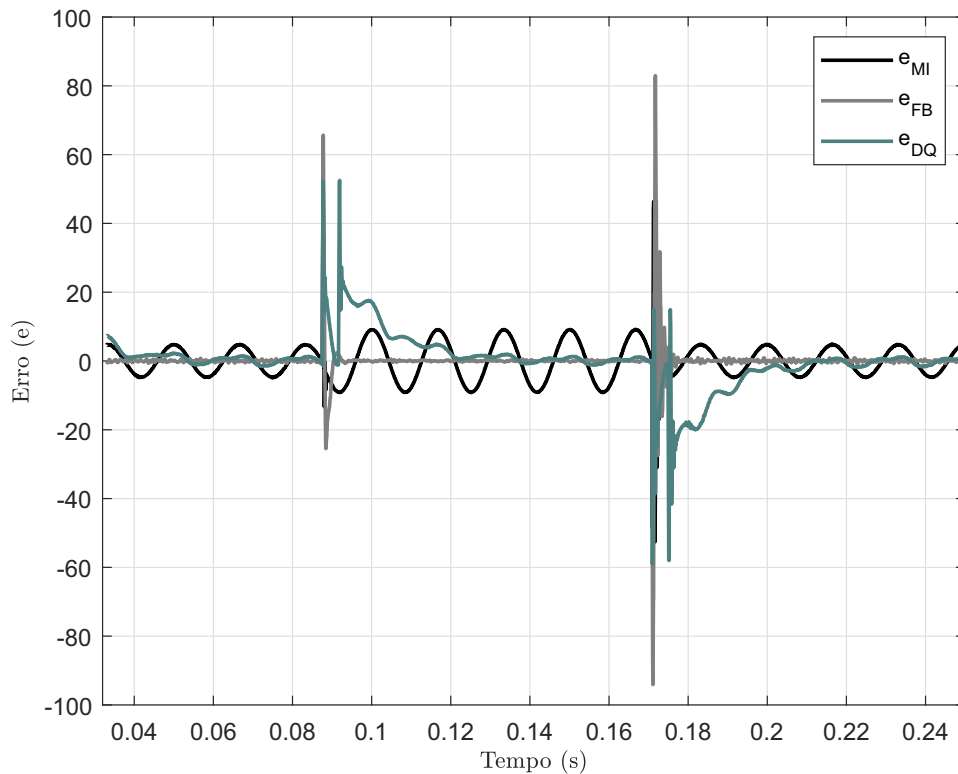
$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (4.34)$$

- Integral do Erro Absoluto Ponderada pelo Tempo (ITAE - *Integral Time-weighted Absolute Error*)

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt \quad (4.35)$$

A Figura 4.12 mostra os sinais de erro para os controladores por modelo interno (e_{MI}), realimentação de estado (e_{FB}) e transformada DQ (e_{DQ}).

Figura 4.12 – Erro de rastreamento de cada controlador.



Fonte: Autor.

O sinal de erro de rastreamento ($e(t)$) é gerado comparando o sinal de saída com a tensão de referência desejada. Os valores obtidos aplicando (4.33), (4.34) e (4.35) são mostrados na Tabela 4.1. Nota-se que, baseado nos índices de desempenho, o controlador projetado pelo método de realimentação de estados é o mais eficaz no rastreamento do sinal de referência senoidal.

Tabela 4.1 – Índices de Desempenho dos Controladores

Controlador	ISE	IAE	ITAE
Modelo interno	6,9830	0,9441	0,1311
Realimentação de estados	7,0280	0,2048	0,0295
Transformada DQ	12,2631	0,8508	0,1175

4.5 CONCLUSÕES GERAIS

Neste capítulo foram apresentadas três estratégias de projeto para controladores ressonantes, foi considerado o princípio do modelo interno, retroação dos estados da planta e aplicação da transformada de coordenadas $\alpha\beta - dq$.

Foi realizada a simulação do inversor e análise do desempenho dos controladores frente a variações de carga e seguimento da tensão de referência. Todos os controladores apresentaram uma rápida resposta transitória e bom desempenho em regime permanente, com destaque para o controlador por realimentação de estados que obteve o melhor rastreamento do erro.

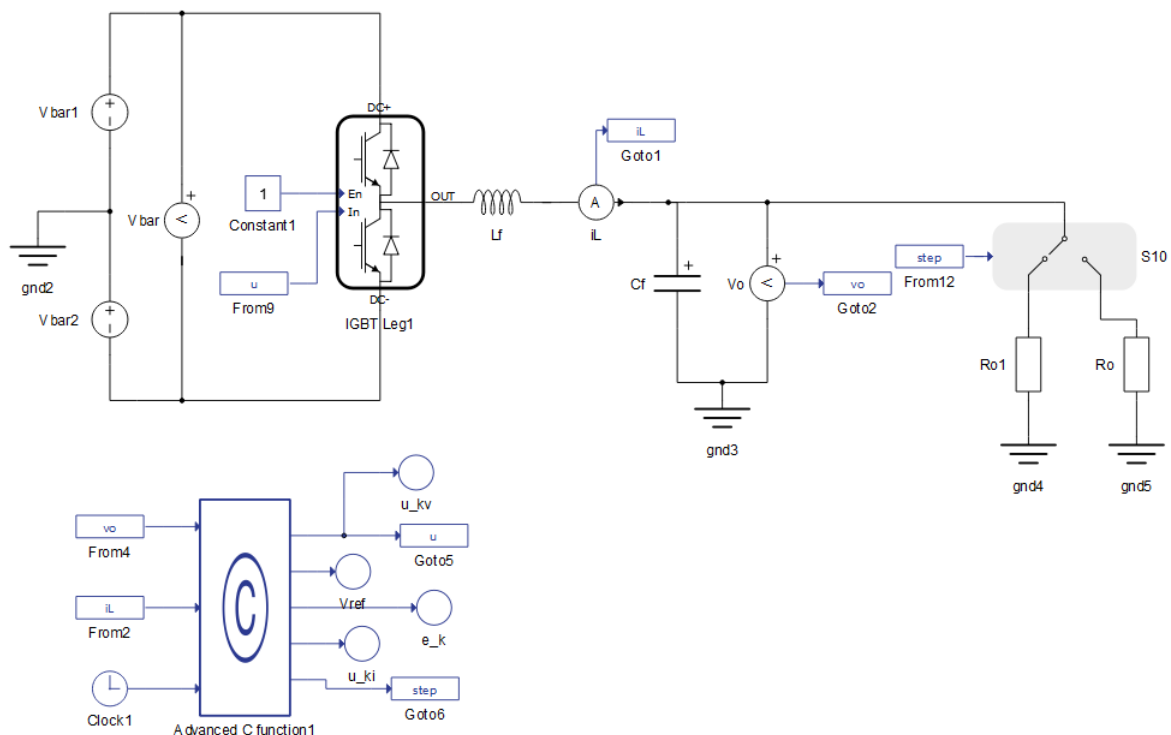
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos no Typhoon Virtual HIL para os controladores projetados e simulados no Capítulo 4. O sistema HIL (*Hardware-In-the-Loop*) permite realizar simulações em tempo real para modelos de conversores de potência e outras aplicações elétricas sem a necessidade de uma planta física de controle (TIWARI; SALUNKE; RAJU, 2021). Assim, é possível reduzir os custos de desenvolvimento e tempo gastos com implementação do protótipo (YU et al., 2018).

Segundo Typhoon HIL (2021), o dispositivo Virtual HIL apresenta as mesmas funcionalidades e restrições de emulação em tempo real que o dispositivo físico Typhoon HIL.

A Figura 5.1 mostra o circuito do inversor implementado no software Typhoon HIL para aplicação dos métodos de controle. Para a simulação são considerados os parâmetros da Tabela 2.1 mostrados anteriormente.

Figura 5.1 – Circuito do inversor implementado no Typhoon HIL.



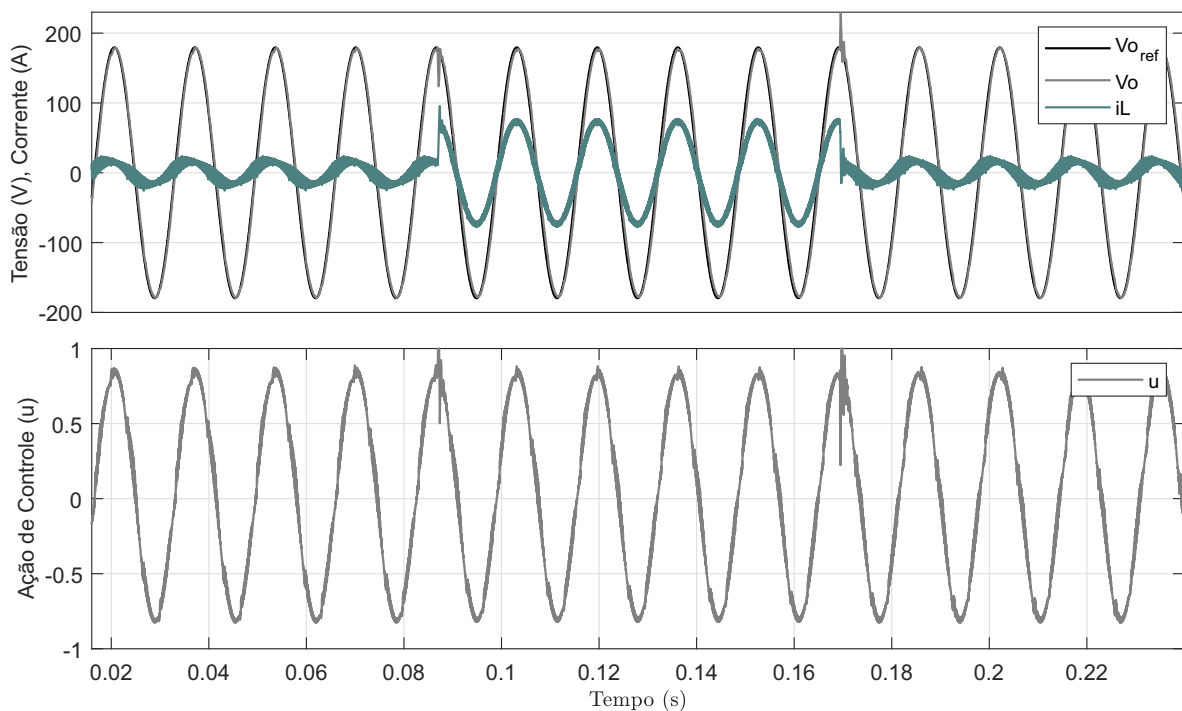
Fonte: Autor.

Os três métodos de controle ressonante projetados anteriormente foram aplicados no inversor considerando uma variação de carga no momento em que a tensão de saída apresenta o valor máximo. Dessa forma, o inversor inicia com 20% de carga linear e um degrau de 80% é aplicado no pico da tensão de saída. Após 66,67 ms é retirado os 80%

de carga linear.

A Figura 5.2 mostra os sinais de tensão de saída e corrente no indutor do filtro de saída do conversor frente aos degraus de carga linear, considerando o método de controle por modelo interno. Também é analisado o seguimento do sinal de referência senoidal do controlador e o sinal de controle. Nota-se uma distorção na tensão e uma saturação da ação de controle no instante da aplicação do distúrbio, tanto no acréscimo quanto no decréscimo de carga. A distorção na tensão permanece por cerca de um ciclo e após retorna ao valor nominal projetado.

Figura 5.2 – Resultado Typhoon HIL. Controle por modelo interno para variação de carga.



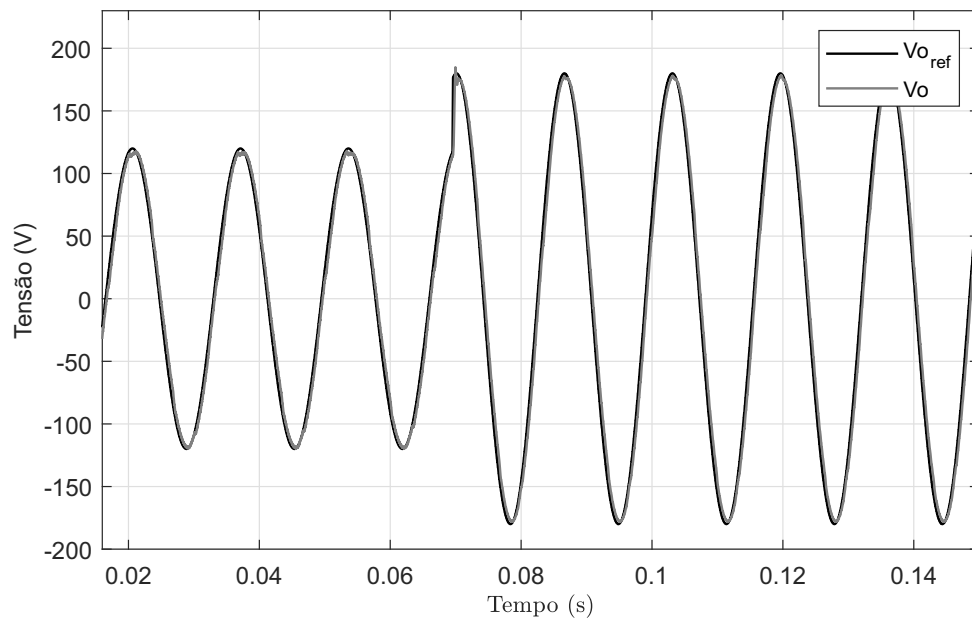
Fonte: Autor.

A Figura 5.3 apresenta o transitório do controlador frente a variação de amplitude do sinal de referência para o controle por modelo interno. O controlador inicia com uma tensão de referência com amplitude de 120 V e após 3 ciclos a amplitude do sinal é aumentada para 180 V. Percebe-se que o controlador apresenta uma resposta transitória satisfatória se adaptando rapidamente ao novo parâmetro e segue de forma eficiente o sinal em regime permanente.

A Figura 5.4 mostra os mesmos sinais avaliados para o controlador por realimentação de estados. Nota-se que o controlador apresenta um bom regime transitório com uma pequena distorção de saída no momento da variação das cargas e se estabiliza após um ciclo. Em regime permanente o controlador apresenta bom seguimento do sinal de referência.

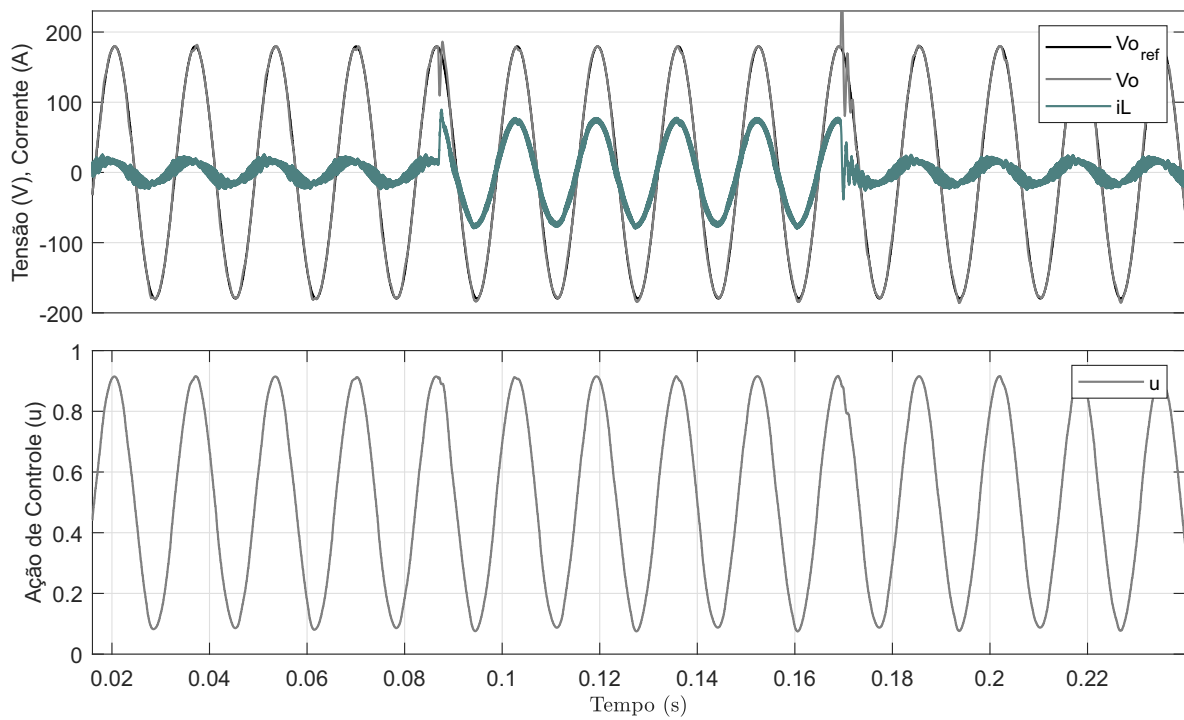
A Figura 5.5 apresenta o transitório do controlador frente a variação de amplitude

Figura 5.3 – Resultado Typhoon HIL. Controle por modelo interno para variação do sinal de referência.



Fonte: Autor.

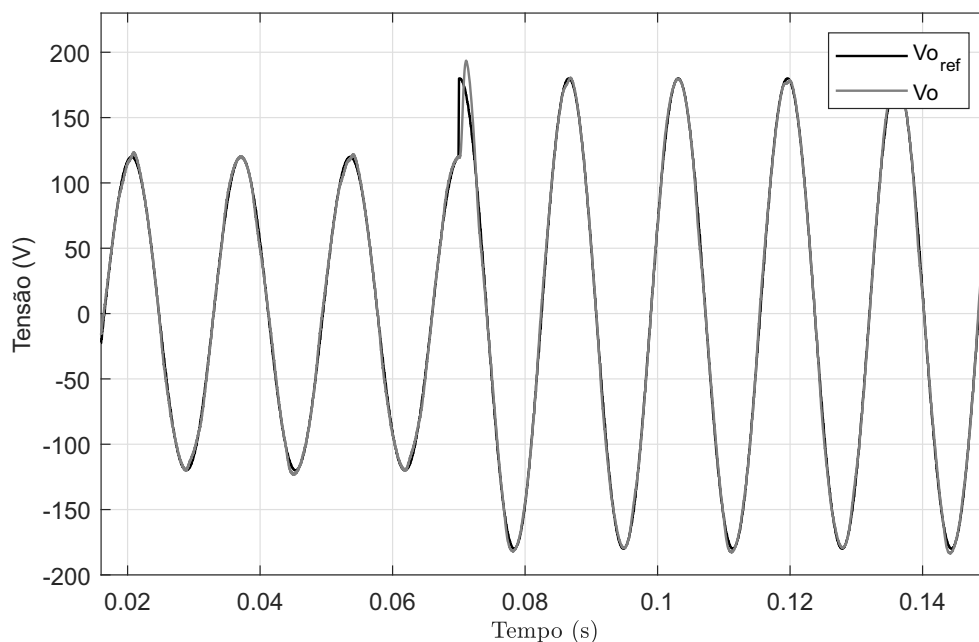
Figura 5.4 – Resultado Typhoon HIL. Controle por realimentação de estados para variação de carga.



Fonte: Autor.

do sinal de referência para o controlador por realimentação de estados. Nota-se que o controlador possui um bom desempenho no regime transitório se adequando rapidamente ao novo valor de referência e é capaz de minimizar ou zerar o erro em regime permanente seguindo de maneira satisfatória o sinal de referência.

Figura 5.5 – Resultado Typhoon HIL. Controle por realimentação de estados para variação do sinal de referência.

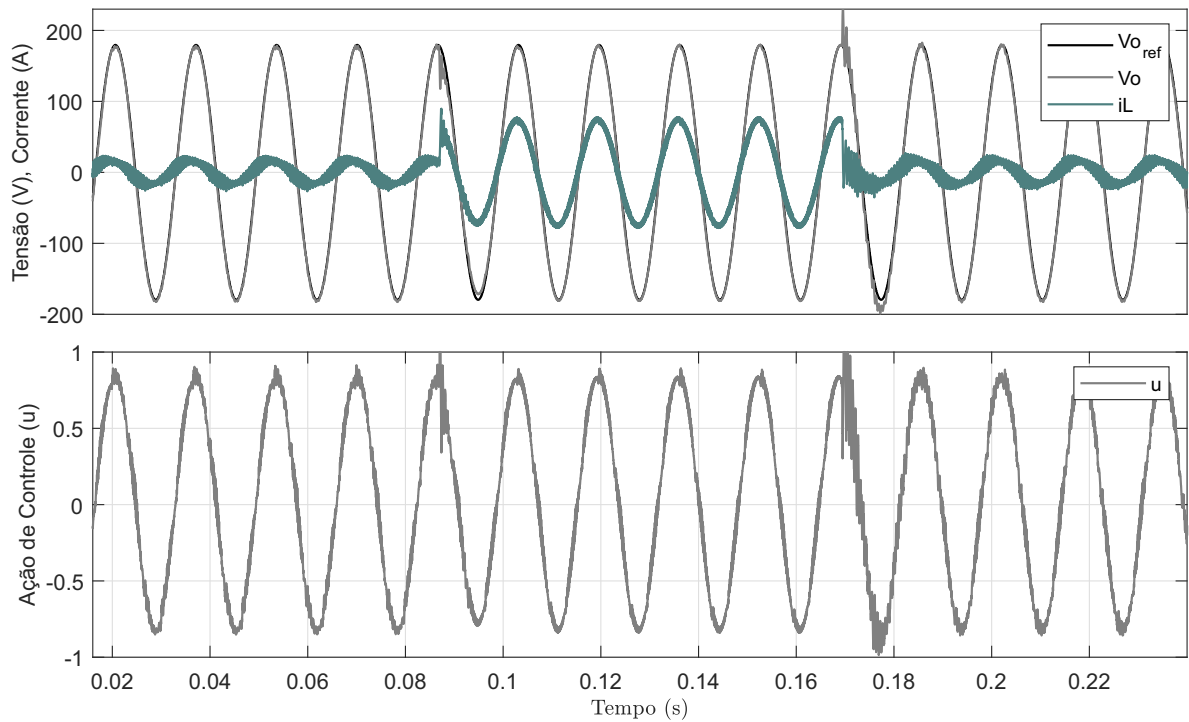


Fonte: Autor.

Os sinais de tensão de saída, corrente no indutor e ação de controle para o controlador empregando a transformada DQ podem ser vistos na Figura 5.6. Percebe-se que o controlador apresenta uma resposta transitória um pouco mais lenta em relação aos demais controladores para degraus de carga, levando cerca de 1,5 a 2 ciclos para retornar ao valor de referência. Nota-se uma resposta mais ruidosa no momento da retirada de carga incluindo a saturação do sinal de controle. Em regime permanente o controlador apresenta uma boa resposta seguindo em fase e amplitude a tensão de referência.

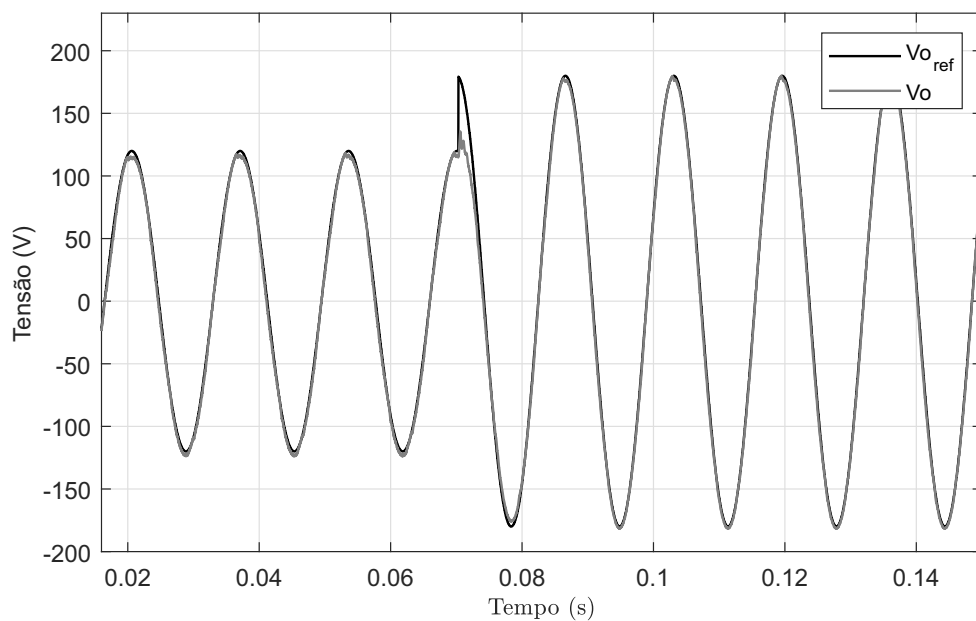
A Figura 5.7 apresenta o transitório do controlador frente a variação de amplitude do sinal de referência para o controle por transformada DQ. Observa-se que o controlador apresenta um bom desempenho no momento da variação da amplitude do sinal de tensão e segue com precisão a referência em fase e amplitude em regime permanente.

Figura 5.6 – Resultado Typhoon HIL. Controle por transformada DQ para variação de carga.



Fonte: Autor.

Figura 5.7 – Resultado Typhoon HIL. Controle por transformada DQ para variação do sinal de referência.

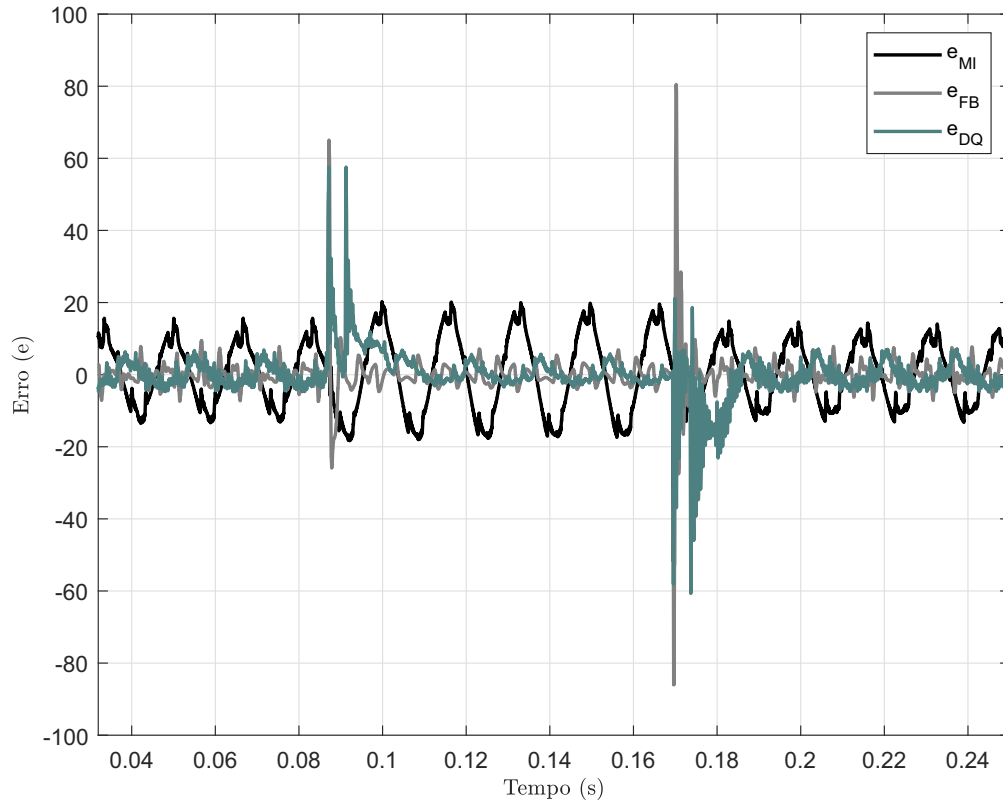


Fonte: Autor.

A Figura 5.8 mostra os sinais de erro para os controladores por modelo interno

(e_{MI}), realimentação de estado (e_{FB}) e transformada DQ (e_{DQ}).

Figura 5.8 – Erro de rastreamento de cada controlador no Typhoon HIL.



Fonte: Autor.

A Tabela 5.1 apresenta os índices de desempenho dos controladores para minimização do sinal de erro. Percebe-se que aplicando (4.33), (4.34) e (4.35) o controlador implementado que apresenta o menor erro no rastreamento do sinal de referência senoidal é o controlador por realimentação de estados. O controlador PI em que a transformada DQ é aplicada apresenta o segundo melhor desempenho para minimização do erro em regime permanente. E por fim, o controlador por modelo interno obteve a pior performance apresentando um pequeno atraso do sinal de saída em relação ao sinal de referência.

Tabela 5.1 – Índices de Desempenho dos Controladores no Typhoon HIL.

Controlador	ISE	IAE	ITAE
Modelo interno	23,0920	2,0131	0,2667
Realimentação de estados	8,0592	0,5989	0,0804
Transformada DQ	9,1426	0,8165	0,1101

5.1 CONCLUSÕES GERAIS

Este capítulo apresentou os resultados obtidos em *Hardware-In-the-Loop* para as três metodologias de projeto de controladores ressonantes abordadas nesse trabalho. Foi realizada a análise do desempenho dos controladores frente a variações de carga e seguimento da tensão de referência.

O controlador por modelo interno apresentou uma boa resposta transitória para variações de carga e um pequeno atraso de fase em relação a tensão de referência em regime permanente. Esse atraso pode ser oriundo de alguma dinâmica não considerada no momento do projeto do controlador discreto.

O controle por realimentação de estados apresentou uma resposta transitória satisfatória, semelhante ao controlador por modelo interno. Em regime permanente, obteve sucesso em seguir a amplitude e fase da tensão de referência.

O controle empregando a transformada DQ mostrou um desempenho satisfatório para os degraus de carga, porém inferior aos demais controladores. Em regime permanente, apresentou uma resposta satisfatória seguindo em fase e em amplitude o sinal de referência.

6 CONCLUSÕES FINAIS

Neste trabalho foi realizado um estudo sobre estratégias de controle para inversores de tensão. Um inversor monofásico foi considerado como objeto de estudo para a aplicação dos controladores. Foram apresentadas três metodologias de controle: a primeira, utilizando o princípio do modelo interno para projeto de controladores ressonantes na forma de função de transferência; a segunda, é considerado o modelo do controlador ressonante em espaço de estados e, através do controle por realimentação de estados, é projetado um controlador ótimo empregando a técnica LQR; na terceira, é aplicada a transformação para coordenadas síncronas DQ no sistema e projetado um controlador do tipo proporcional integral.

Através de resultados obtidos no software Typhoon Virtual HIL foi analisado o desempenho dos controladores propostos para controle da tensão de saída frente a degraus de carga e seguimento da tensão de referência.

O controlador por modelo interno apresentou uma bom desempenho para as variações de carga aplicadas e em regime permanente verificou-se um pequeno atraso de fase em relação a tensão de referência. Esse atraso pode ser oriundo de alguma dinâmica não considerada no momento do projeto do controlador discreto.

O controle por realimentação de estados apresentou uma resposta transitória satisfatória, semelhante ao controlador por modelo interno. Em regime permanente, apresentou um bom desempenho seguindo de maneira adequada a tensão de referência. O controlador por realimentação de estados apresentou a melhor resposta no rastreamento do sinal de referência e minimização do erro.

O controle empregando a transformada de coordenadas DQ mostrou um desempenho satisfatório para os degraus de carga, embora tenha demonstrado um transitório mais saliente em relação aos demais controladores. Em regime permanente, apresentou uma resposta satisfatória seguindo em fase e em amplitude o sinal de referência.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Visando a continuidade e o aperfeiçoamento do trabalho em questão, são sugeridos os seguintes temas para investigações futuras:

- Desenvolvimento de um método para automatização da escolha dos valores das matrizes Q e R_c para cálculo dos ganhos do controlador LQR;
- Implementação das componentes harmônicas ímpares da frequência fundamental no projeto dos controladores;

- Análise da performance e estabilidade das três metodologias de controle para conexão com cargas não-lineares.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, P. M. **Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos a rede elétrica sem filtros passivos: projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.
- ANTAR, R. K. Multilevel inverter with unequal and selected DC voltage sources using modified absolute sinusoidal PWM technique. In: **2018 1st International Scientific Conference of Engineering Sciences - 3rd Scientific Conference of Engineering Science (ISCES)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 62–67.
- ARZAGHI-HARIS, D. et al. Proton Exchange Membrane Fuel Cell control using a state feedback controller based on LQR. In: **2010 IEEE International Conference on Power and Energy**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 480–484.
- CONG, S.; GAO, Q.; FENG, P. Simulation and Verification of dual dq plane SVPWM Based Drive Control of Five-phase PMSM. In: **2021 IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium (PEAS)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–4.
- CROWHURST, B. et al. Single-phase grid-tie inverter control using DQ transform for active and reactive load power compensation. In: **2010 IEEE International Conference on Power and Energy**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 489–494.
- FINN, S. A high performance inverter technology, architecture and applications. In: **Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition**,. [S.l.: s.n.], 1993. p. 556–560.
- FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle of control theory. **Automatica**, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976. ISSN 0005-1098. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0005109876900066>>.
- FUKUDA, S.; IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three phase utility-interface-converters. In: **IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1301–1306 vol.3.
- GONZALEZ, M.; CARDENAS, V.; PAZOS, F. DQ transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power. In: **9th IEEE International Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004**. [S.l.: s.n.], 2004. p. 177–182.
- GOVIND, D. et al. Performance Comparison of Standalone AC Microgrid with Inner Loop Proportional Integral and Proportional Resonant Current Controllers. In: **2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 62040-3: Uninterruptible power systems (UPS) Part 3: Method performance and test requirements**. Genebra , CH, 1999. First Edition.

JÚNIOR, H. G. **Estudo de Controladores Aplicados a Inversores para UPS com Operação Ilhada**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia de Bauru, 2013.

MACCARI, L. A. et al. LMI-Based Control for Grid-Connected Converters With LCL Filters Under Uncertain Parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, 2014.

MATTOS, E. et al. Projeto automático de controladores com duas malhas no espaço de estados aplicado a conversores de potência. **Eletrônica de Potência**, v. 25, p. 349–360, 2020.

MONTAGNER, V. F. et al. Partial state feedback controllers applied to grid-connected converters. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–4.

MONTAGNER, V. F.; RIBAS, S. P. State feedback control for tracking sinusoidal references with rejection of disturbances applied to UPS systems. In: **2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1764–1769.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. [S.l.]: Prentice Hall, 2010. (Instrumentation and controls series).

PEREIRA, L. F. A.; CARVALHO, F. M. de; FLORES, J. V. Alternative resonant controller design for uninterruptible power supplies (ups). In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 3311–3316.

SANTINI, C. L. d. A. **Um Controlador Ótimo Robusto Aplicado a Inversores Conectados a Rede**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

SCHILD, A. N. **Síntese de Controladores Ressonantes Baseados em Dados Aplicado a Fontes Ininterruptas de Energia**. 2014.

SOUZA, C. A. d. **Controle Ressonante Aplicado a um DSTATCOM para a Regulação de Tensão de Geradores de Indução Autoexcitados**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2019.

TARRASO, A. et al. Proportional-resonant current controller with orthogonal decoupling on the $\alpha\beta$ -reference frame. In: **IECON 2017 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1453–1458.

THOMAZ, G. **Projeto de Leis de Controle Robusto do Tipo PSC via Realimentação de Estados Aplicada a um Sistema UPS**. 2009.

TIWARI, D.; SALUNKE, M.; RAJU, A. Modelling and Real Time Simulation of Microgrid using Typhoon HIL. In: **2021 6th International Conference for Convergence in Technology (I2CT)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–5.

Typhoon HIL. **Virtual HIL Device**. [S.l.], 2021. Disponível em: <<https://www.typhoon-hil.com/products/virtual-hil-device/>>.

VENTURINI, W. A. **Fonte ininterrupta de energia trifásica de alto desempenho sem transformador com dupla funcionalidade do estágio de entrada e sistema de controle digital**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2016.

YU, S. et al. Force and Moment Compensation Method Based on Three Degree-of-Freedom Stiffness-Damping Identification for Manipulator Docking Hardware-In-The-Loop Simulation System. **IEEE Access**, v. 6, p. 63452–63467, 2018.

YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

ZHANG, R. et al. A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame. In: **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1431–1436 vol.3.

ZMOOD, D.; HOLMES, D. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.