

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
GRADUAÇÃO – ENGENHARIA ELÉTRICA**

ERICK KUPAS

**MÉTODO DE CONTROLE BASEADO EM DADOS PARA A SÍNTESE DE
CONTROLADORES PROPORCIONAIS-RESSONANTES APLICADO A
INVERSORES MONOFÁSICOS**

JOINVILLE

2022

ERICK KUPAS

**MÉTODO DE CONTROLE BASEADO EM DADOS PARA A SÍNTESE DE
CONTROLADORES PROPORCIONAIS-RESONANTES APLICADO A
INVERSORES MONOFÁSICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção de grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Dr. Chrystian Remes

JOINVILLE

2022

Kupas, Erick

Método de controle baseado em dados para a síntese de controladores proporcionais-ressonantes aplicado a inversores monofásicos / Erick Kupas. - Joinville, 2022.

69 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Dr. Yales Rômulo de Novaes.

Coorientador: Dr. Chrystian Remes.

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2022.

1. Controle baseado em dados. 2. Inversores. 3. VRFT. 4. Controlador proporcional-ressonante. I. Rômulo de Novaes, Dr. Yales . II. Remes, Dr. Chrystian . III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Método de controle baseado em dados para a síntese de controladores proporcionais-ressonantes aplicado a inversores monofásicos.

ERICK KUPAS

**MÉTODO DE CONTROLE BASEADO EM DADOS PARA A SÍNTESE DE
CONTROLADORES PROPORCIONAIS-RESSONANTES APLICADO A
INVERSORES MONOFÁSICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção de grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Dr. Chrystian Remes

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr
Universidade do Estado de Santa Catarina

Chrystian Lenon Remes, Dr
ClearSale S.A.

Membros:

Prof. Alessandro Luiz Batschauer, Dr
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Felipe Joel Zimann, Dr
Centro Universitário - Católica de Santa Catarina em Jaraguá do Sul

Joinville, 08 de dezembro de 2022

AGRADECIMENTOS

À minha família, em especial, aos meus pais Gerson e Denise e ao meu irmão Richard, por todo o apoio e incentivo.

Aos meus orientadores Dr. Yales Rômulo de Novaes e Dr. Chrystian Remes, pela orientação, ensinamentos e suporte providos durante a realização do trabalho.

Ao Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer, pela oportunidade de atuar como monitor na disciplina de Eletrônica de Potência.

Aos colegas de curso e amigos com quem convivi ao longo dessa jornada, em especial, Vitor Emmanuel Schoepping, Rafael Juliano Scholtz e Lucas Castro de Souza, por todos os bons momentos.

À UDESC, FAPESC, nPEE e CMEAR por proporcionar as condições necessárias para a realização deste trabalho.

RESUMO

Conversores cc-ca, também conhecidos como inversores, têm sido cada mais utilizados em diversas aplicações, como por exemplo no controle e acionamento de máquinas elétricas, fontes renováveis e fontes ininterruptas de energia. Em geral, para garantir a regulação da tensão de saída e a rejeição a distúrbios advindos de variações na fonte de alimentação de entrada ou na carga, é necessário realizar a operação em malha fechada. Neste contexto, este trabalho propõe um procedimento sistemático e avalia a aplicação do método de controle baseado em dados denominado VRFT (*Virtual Reference Feedback Tuning*) no âmbito dos conversores cc-ca, em especial para as topologias *Half-Bridge* e *Full-Bridge*, tendo sido considerada a configuração de controle com malha única de tensão. Em relação ao procedimento sistemático utilizado, a escolha do modelo de referência é realizada com base no tempo de acomodação da planta em malha aberta, sendo que a sua estrutura possui dois polos e um zero de fase mínima. Quanto a classe de controladores utilizada, aplica-se o proporcional-ressonante e propõe-se a adição de um termo avanço de fase, sendo ao fim do trabalho realizada uma comparação entre estas estruturas acerca das margens de robustez obtidas. São obtidos ainda resultados para um inversor *Full-Bridge*, sendo a co-simulação realizada através dos *softwares* PSIM e MATLAB, demonstrando que o método de controle baseado em dados VRFT é capaz de proporcionar a obtenção de um controlador que resulte no seguimento de uma referência senoidal.

Palavras-chave: Controle baseado em dados. Inversores. VRFT. Controlador proporcional-ressonante.

ABSTRACT

DC-AC converters, also known as inverters, have been increasingly used in several applications, such as in the control and drive of electrical machines, renewables and uninterrupted energy sources. In general, to ensure the regulation of the output voltage and rejection of disturbances caused by variations in the input power supply or at load, it is necessary to perform the closed loop operation. In this context, this work seeks to propose a systematic procedure, evaluating the application of a Data-Driven (DD) control method called VRFT (Virtual Reference Feedback Tuning) in the field of dc-ac converters, especially for Half-Bridge and Full-Bridge topologies, having been considered the single loop voltage control configuration. Regarding the systematic procedure used, the choice of the reference model is based on the settling time of the open-loop plant, which is a second-order structure with a minimum phase zero. As for the class of controllers used, the proportional resonant is applied and the addition of a phase lead term is proposed. At the end of the work, a comparison is made between these structures about the robustness margins obtained. Results are obtained for a Full-Bridge inverter, with co-simulation performed using PSIM and MATLAB software, demonstrating that the VRFT data-driven control method is capable of providing a controller that results in the tracking of a sinusoidal reference.

Keywords: Data-driven Control. Inverters. VRFT. Proportional resonant controller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Inversor <i>Half-Bridge</i>	19
Figura 2 – Inversor <i>Full-Bridge</i>	20
Figura 3 – Princípio da modulação PWM senoidal em dois níveis - Inversor <i>Full-Bridge</i>	22
Figura 4 – Estrutura básica do filtro LC	25
Figura 5 – Tensão de saída admissível em regime transitório - Performance classe II .	28
Figura 6 – Sistema em malha fechada - PMI	29
Figura 7 – Sistema em malha fechada no tempo discreto	32
Figura 8 – Diagrama de blocos do experimento - VRFT	35
Figura 9 – Diagrama para obtenção da contribuição de fase e módulo dos polos e zeros na frequência desejada	41
Figura 10 – Resposta em frequência do modelo de referência em função de p_1 e p_2 reais	45
Figura 11 – Resposta em frequência do modelo de referência com polos complexos conjugados	47
Figura 12 – Análise da margem de robustez M_s para ambos os controladores com diferen- tes valores de θ utilizando a ferramenta <i>Boxplot</i>	49
Figura 13 – Análise da margem de robustez M_s dos controladores PR e PR com avanço de fase utilizando a ferramenta <i>Boxplot</i>	52
Figura 14 – Análise do custo J_{MR} dos controladores PR e PR com avanço de fase utili- zando a ferramenta <i>Boxplot</i>	53
Figura 15 – Sinal de referência PRBS, tensão de saída e ação de controle	56
Figura 16 – Tensão de saída em malha fechada, ação de controle e erro para ambos os controladores - 100% da carga nominal	58
Figura 17 – Tensão de saída em malha fechada, ação de controle e erro para ambos os controladores - Degrau de carga de 20% para 100% e de 100% para 20% . .	59
Figura 18 – Análise do degraude carga subtrativo (100% para 20%) conforme o perfil classe II da IEC 62040-3/2021 para o controlador PR com avanço de fase . .	60
Figura 19 – Tensão de saída, ação de controle e erro para ambos os controladores - Degrau de tensão no barramento cc de 400 V para 500 V e de 500 V para 400 V . . .	62
Figura 20 – Tensão de saída, ação de controle e erro para ambos os controladores - Degrau de tensão no barramento cc de 400 V para 300 V e de 300 V para 400 V . . .	63
Figura 21 – Esquemáticos de simulação do inversor <i>Full-Bridge</i> utilizados no Simulink .	68
Figura 22 – Esquemáticos de simulação do inversor <i>Full-Bridge</i> utilizados no PSIM . .	69

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Estados possíveis dos interruptores para o inversor <i>Half-Bridge</i>	20
Tabela 2 – Estados possíveis dos interruptores para o inversor <i>Full-Bridge</i>	21
Tabela 3 – Distorção harmônica individual na tensão de saída	27
Tabela 4 – Valores obtidos para a margem de robustez M_s para cada um dos modelos de referência com polos reais	45
Tabela 5 – Valores obtidos para a margem de robustez M_s para cada um dos modelos de referência com polos complexos	46
Tabela 6 – Resumo do <i>boxplot</i> obtido para a margem de robustez M_s	50
Tabela 7 – Resumo do <i>boxplot</i> obtido para a margem de robustez M_s	52
Tabela 8 – Resumo do <i>boxplot</i> obtido para o custo J_{MR}	53
Tabela 9 – Parâmetros do inversor <i>Full-Bridge</i>	55
Tabela 10 – Parâmetros obtidos através do VRFT para os controladores proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase	57
Tabela 11 – Parâmetros da IEC 62040-3/2021 com 100% da carga linear para ambos os controladores projetados	63

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ca	Corrente Alternada
cc	Corrente Contínua
cc-cc	Corrente Contínua - Corrente Contínua
cc-ca	Corrente Contínua - Corrente Alternada
DD	<i>Data Driven</i>
FNM	Fase não mínima
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IHD	<i>Individual Harmonic Distortion</i>
LIT	Linear e invariante no tempo
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MRC	<i>Model Reference Control</i>
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PMI	Princípio do Modelo Interno
PR	Proporcional-Ressonante
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
OCI	<i>Optimal Controller Identification</i>
SHE	<i>Selective-Harmonic-Elimination</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SV	<i>Space-Vector</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VDFT	<i>Virtual Disturbance Feedback Tuning</i>
VRFT	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Amplitude da referência senoidal
\mathcal{C}	Classe dos controladores ideais
$C(z, k_p, k_i, k_d)$	Função transferência do controlador PID
$C(z, \rho)$	Função transferência do controlador
$\bar{C}(z, \rho)$	Vetor de funções transferência do controlador
\mathcal{C}	Classe dos controladores ideais
C_d	Controlador ideal
C_f	Capacitância do filtro LC
C_{in}	Capacitância do barramento cc
$C_{PR}(z)$	Controlador proporcional-ressonante
$C_{PR Av}(z)$	Controlador proporcional-ressonante com a adição do termo avanço de fase
D_+	Diodo superior do inversor <i>Half-Bridge</i>
D_-	Diodo inferior do inversor <i>Half-Bridge</i>
D_{1+}	Diodo 1 superior do inversor <i>Full-Bridge</i>
D_{1-}	Diodo 1 inferior do inversor <i>Full-Bridge</i>
D_{2+}	Diodo 2 superior do inversor <i>Full-Bridge</i>
D_{2-}	Diodo 2 inferior do inversor <i>Full-Bridge</i>
$e(k)$	Sinal de erro
$\bar{e}(k)$	Sinal de erro virtual
f	Frequência da referência
f_0	Frequência de corte do filtro LC
f_a	Frequência de amostragem
f_p	Frequência da portadora
f_s	Frequência de comutação
$G(z)$	Função transferência do processo
$H(z)$	Filtro linear e invariante no tempo
i_i	Corrente no barramento cc
i_o	Corrente de saída do inversor
$J(\rho)$	Crítério de performance baseado na norma-2
$J^{MR}(\rho)$	Crítério de performance do seguimento de referência do MRC

$J^{VR}(\rho)$	Critério de performance do seguimento de referência do VRFT
k	Valor inteiro que representa a posição da grandeza discretizada em um vetor
K	Ganho do controlador PR
k_{Av}	Parâmetro do termo avanço de fase a ser determinado
k_d	Ganho derivativo do PID
k_i	Ganho integral do PID
k_p	Ganho proporcional do PID
k_{PR}	Ganho do controlador PR representado em sua forma alternativa
k_{R1}	Parâmetro do controlador PR a ser determinado
k_{R0}	Parâmetro do controlador PR a ser determinado
k_t	Ganho do modelo de referência
$L_{OL}(z)$	Função transferência de malha aberta compensada
$L(z)$	Filtro de ponderação do VRFT
L_f	Indutância do filtro LC
m_a	Índice de modulação
m_f	Razão da frequência de modulação
M_s	Máximo pico da função sensibilidade
n	Ordem da harmônica
N_p	Número de pulsos por semiperíodo
N	Número de amostras de um sinal
p	Número de parâmetros a serem estimados
p_c	Polo do termo referente ao avanço de fase
p_{G1}	Polo 1 da planta $G(z)$
p_{G2}	Polo 2 da planta $G(z)$
p_n	Polo do modelo de referência, dado $n = 1, 2, 3 \dots n$
P_o	Potência ativa de saída do inversor
$Q(z, \rho)$	Função sensibilidade aos distúrbios de entrada
$r(k)$	Sinal de referência discretizado
$\bar{r}(k)$	Sinal de referência virtual discreto
$r(z)$	Sinal de referência no domínio z
R_o	Resistência de carga

s	Variável da transformada de Laplace
S_+	Interruptor superior do inversor <i>Half-Bridge</i>
S_-	Interruptor inferior do inversor <i>Half-Bridge</i>
S_{1+}	Interruptor 1 superior do inversor <i>Full-Bridge</i>
S_{1-}	Interruptor 1 inferior do inversor <i>Full-Bridge</i>
S_{2+}	Interruptor 2 superior do inversor <i>Full-Bridge</i>
S_{2-}	Interruptor 2 inferior do inversor <i>Full-Bridge</i>
$S(z, \rho)$	Função sensibilidade
t_{so}	Tempo de acomodação da planta em malha aberta
$T(z, \rho)$	Função sensibilidade complementar
$T_d(z)$	Modelo de referência
T_s	Período de amostragem
$u(z)$	Sinal de controle no domínio z considerando o distúrbio de entrada
$u(k)$	Sinal de controle discreto
$u_L(k)$	Sinal de controle discreto considerando a utilização do filtro $L(z)$
$u_c(z)$	Sinal de controle no domínio z
v_Δ	Sinal portador no tempo
\hat{v}_Δ	Amplitude do sinal portador
v_c	Sinal modulante no tempo
\hat{v}_c	Amplitude do sinal modulante
v_i	Tensão no barramento cc
v_o	Tensão de saída do inversor
$v_{o\ ef}$	Tensão de saída eficaz do inversor
$v_{o1\ ef}$	Tensão de saída eficaz na componente fundamental
$v_{o1\ max}$	Tensão de saída máxima na componente fundamental
$x\%$	Porcentagem referente ao tempo de acomodação do modelo de referência em relação a planta
$x(k)$	Sinal qualquer no tempo discreto
$y(k)$	Sinal de saída discreto do sistema
$y(z)$	Sinal de saída do sistema no domínio z
$y_d(k)$	Sinal de saída discreto desejado

$y_r(k, \rho)$	Sinal de saída do <i>Model Reference Control</i>
$w(z)$	Distúrbio de entrada
z	Operador avanço em tempo discreto
Z_1	Impedância série do filtro LC
Z_2	Impedância paralela do filtro LC
Z_{eq}	Impedância equivalente
Z_o	Impedância da carga
z_{c1}	Posição do primeiro zero do controlador proporcional-ressonante
z_{c2}	Posição do segundo zero do controlador proporcional-ressonante
z_n	Zero do modelo de referência, dado $n = 1, 2, 3 \dots n$
ζ	Coefficiente de amortecimento do filtro LC
θ	Ângulo referente aos polos complexos do modelo de referência
λ	Zero de fase mínima da planta $G(z)$
$v(z)$	Distúrbio de saída
ρ	Vetor de parâmetros do controlador
σ_e	Variância do ruído branco
ϕ	Ângulo referente aos polos complexos da planta genérica $G(z)$
ϕ_r	Densidade espectral de potência do sinal de referência
ϕ_u	Densidade espectral de potência do sinal de entrada utilizado no experimento
$\varphi(k)$	Vetor regressor discreto
$\varphi_L(k)$	Vetor regressor discreto considerando a utilização do filtro $L(z)$
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular da referência
ω_n	Frequência de ressonância ou frequência natural de oscilação do filtro LC
Ω	Frequência angular discreta

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
2	REVISÃO DA LITERATURA	18
2.1	INVERSORES	18
2.1.1	Topologias elementares de inversores monofásicos	18
2.1.1.1	<i>Half-Bridge</i>	19
2.1.1.2	<i>Full-Bridge</i>	19
2.1.2	Controle de tensão nos conversores cc-ca de tensão	21
2.1.2.1	<i>Modulação PWM senoidal a dois níveis ou bipolar</i>	23
2.1.3	Filtro de saída	24
2.1.3.1	<i>Características e resposta em frequência do filtro LC passa-baixas</i>	25
2.2	CONTROLE DE INVERSORES EM MALHA FECHADA	26
2.3	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO COM BASE NA IEC 62040-3/2021	27
2.4	CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE	28
2.4.1	Princípio do modelo interno	29
2.4.2	Função de transferência do controlador proporcional-ressonante no domínio de tempo discreto	30
2.5	DEFINIÇÕES ACERCA DO CONTROLE PELO MODELO DE REFERÊNCIA E DO MÉTODO DA REFERÊNCIA VIRTUAL	31
2.5.1	Model Reference Control	32
2.5.2	Virtual Reference Feedback Tuning	34
2.6	MÉTRICAS DE ROBUSTEZ E A ESTIMATIVA DATA-DRIVEN DA NORMA H_∞ DA FUNÇÃO SENSIBILIDADE	36
3	METODOLOGIA E DISCUSSÃO	38
3.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA	38
3.2	EXPERIMENTO PARA COLETA DE DADOS	39
3.3	DIRETRIZES PARA A ESCOLHA DO MODELO DE REFERÊNCIA	39
3.3.1	Considerações sobre a função transferência discreta dos inversores <i>Half-Bridge</i> e <i>Full-Bridge</i>	40
3.3.2	Abordagem geométrica para a obtenção do modelo de referência	41
3.3.3	Definição de um modelo de referência de segunda ordem	42
3.3.4	Definição do ângulo θ para o modelo de referência de segunda ordem com polos complexos	47
3.4	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE E O CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE COM AVANÇO DE FASE	50

3.5	ESCOLHA DO PONTO DE OPERAÇÃO PARA COLETA DE DADOS NOS CONVERSORES CC-CA	54
4	RESULTADOS	55
4.1	ESTUDO DE CASO - INVERSOR MONOFÁSICO <i>FULL-BRIDGE</i>	55
5	CONCLUSÃO	64
	REFERÊNCIAS	66
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS DE SIMULAÇÃO	68
A.1	INVERSOR MONOFÁSICO <i>FULL-BRIDGE</i>	68

1 INTRODUÇÃO

Com o crescimento e expansão dos circuitos eletrônicos nos diversos meios, sejam eles industriais, como o controle e acionamento de máquinas elétricas, ou residenciais, englobando a maior parte dos dispositivos eletrodomésticos e até mesmo a utilização cada vez mais frequente das fontes de energia renováveis, manifesta-se uma demanda por eficiência e segurança. A Eletrônica de Potência surge neste cenário para promover a conversão e controle do fluxo de energia através da utilização de conversores estáticos. De maneira simplificada, os conversores estáticos, baseiam-se na comutação em alta frequência de elementos semicondutores (diodos e transistores). Ao longo das últimas décadas, houve grande evolução na tecnologia deles, impulsionada por avanços na tecnologia dos semicondutores e materiais, implicando no surgimento de topologias com maior densidade de potência e rendimento, embora mais complexas (RASHID, 2014).

Os conversores cc-ca, objetos deste estudo, são também conhecidos como inversores, possuindo como objetivo principal a produção de uma forma de onda senoidal em sua saída, obtida a partir de uma tensão cc presente na entrada. Dentre as topologias elementares monofásicas mais famosas e utilizadas, estão: *Half-Bridge* e *Full-Bridge*.

Os inversores são fundamentais, por exemplo, para a construção de fontes ininterruptas de energia, também conhecidas como *Uninterruptible Power Supply* (UPS), que em caso de falhas na rede elétrica, devem prover energia de forma a auxiliar o desligamento controlado do equipamento ou alimentar o mesmo até que uma segunda fonte realize a função de suprir a energia desejada. Além disso, tais estruturas devem ainda permitir a filtragem, regulação e o condicionamento das grandezas fornecidas ao sistema (RAMOS, 2020).

Para que as características desejadas em um conversor projetado sejam alcançadas, é necessário utilizar alguma estratégia de controle em malha fechada. Entende-se como controle, a capacidade de instituir um comportamento ao conversor, seja em regime permanente ou transitório. No entanto, o projeto de um controlador não é uma tarefa trivial, uma vez que os conversores possuem diferentes comportamentos e elementos parasitas, além do seu comportamento dinâmico não linear. Ainda, as metodologias de projeto de controladores são predominantemente baseadas em modelos matemáticos do conversor. Neste ponto, a complexidade fica novamente em evidência, visto que modelos mais representativos nem sempre são facilmente obtidos (REMES, 2021).

A partir disso, propõem-se o estudo e a aplicação de uma metodologia de controle baseada em dados, que dispensa a necessidade da etapa intermediária de modelagem e/ou identificação de um modelo para o projeto do controlador, no contexto dos inversores. Neste caso, o projeto de um controlador de ordem fixa depende, majoritariamente, da coleta de dados da planta e da utilização de um critério de desempenho a ser otimizado. Essa metodologia vem sendo utilizada mais frequentemente nos últimos anos, em diversas aplicações, inclusive no projeto de controladores para conversores cc-cc, conforme abordado em Remes (2021).

Dentre as técnicas de controle baseadas em dados que utilizam a abordagem no domínio

do tempo, é possível destacar o Método da Referência Virtual (*Virtual Reference Feedback Tuning* - VRFT) (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011), o Método do Distúrbio Virtual (*Virtual Disturbance Feedback Tuning* - VDFT) (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018), a Identificação do Controlador Ótimo (*Optimal Controller Identification* - OCI) (CAMPESTRINI et al., 2017) e o Regulador Quadrático Linear (*Linear Quadratic Regulator* - LQR) (SILVA et al., 2019), uma vez que necessitam de um único experimento (não iterativo) durante a coleta de dados para o projeto do controlador desejado.

A utilização de controladores ressonantes é de grande utilidade quando se deseja o seguimento de referência de sinais periódicos com erro nulo em regime permanente, que é o caso dos inversores (CHA; VU; KIM, 2013). Neste contexto, este trabalho tem como objetivo a aplicação do método de controle baseado em dados VRFT para o projeto de controladores da classe Proporcional-Ressonante (PR) com foco no seguimento de referências senoidais aplicados a inversores. Destacam-se ainda como objetivos específicos:

- Aplicação do método VRFT *one-shot*, baseado no domínio do tempo, para o seguimento de uma referência senoidal em inversores monofásicos.
- Desenvolvimento de diretrizes para as etapas de coleta de dados e escolha do modelo de referência.
- Verificar a contribuição da adição de um termo de avanço de fase ao controlador proporcional-ressonante.

Em relação aos capítulos deste trabalho, a seguinte organização é adotada: o Capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica do trabalho, isto é, os conceitos fundamentais para entendimento do tema e conseqüentemente da metodologia aplicada. O Capítulo 3 traz algumas das contribuições do trabalho referentes ao assunto abordado. No Capítulo 4 são apresentados resultados obtidos, posteriormente discutidos e com suas respectivas conclusões no Capítulo 5.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo é apresentada uma breve revisão das topologias elementares de inversores monofásicos, juntamente das características básicas pertinentes à modulação PWM senoidal e da necessidade de utilização de um filtro de saída. Posteriormente, o controlador proporcional-ressonante é apresentado, além das definições respectivas ao método de controle baseado em dados utilizado.

2.1 INVERSORES

Os inversores, ou conversores cc-ca, são estruturas que tem o objetivo de transformar uma tensão de entrada cc em uma tensão de saída ca simétrica, com a amplitude e frequência desejadas, podendo elas serem fixas ou variáveis (RASHID, 2014). Eles são amplamente utilizados na indústria principalmente no acionamento de motores ca em velocidade variável. Dentre outras aplicações estão: energias renováveis, transportes, aquecimento por indução, fontes de alimentação auxiliares e fontes de alimentação ininterruptas (MARTINS; BARBI, 2011).

A amplitude de saída dos inversores pode ser ajustada através da variação da tensão de entrada cc, embora muitas vezes essa tensão seja fixa e não controlável, implicando na necessidade de se variar o ganho do inversor, normalmente através da utilização de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) e seu índice de modulação. Idealmente a tensão de saída de um inversor deve ser senoidal, i.e., composta apenas pelo componente harmônico fundamental localizado na frequência desejada. Deste modo, a presença de harmônicos em frequências múltiplas da fundamental caracteriza uma situação indesejada, principalmente em aplicações de maior potência.

De acordo com a forma de onda alternada presente na saída, os inversores podem ser classificados em: inversores com característica de fonte de tensão na saída e inversores com característica de fonte de corrente. O primeiro tipo, isto é, os inversores com característica de fonte de tensão na saída, são muito utilizados na indústria, visto que grande parte das aplicações exigem a característica de saída citada (RASHID, 2001), em especial no controle de velocidade em motores. Ressalta-se que neste trabalho, é considerada a utilização apenas de inversores com característica de fonte de tensão, responsáveis por alimentar uma carga linear.

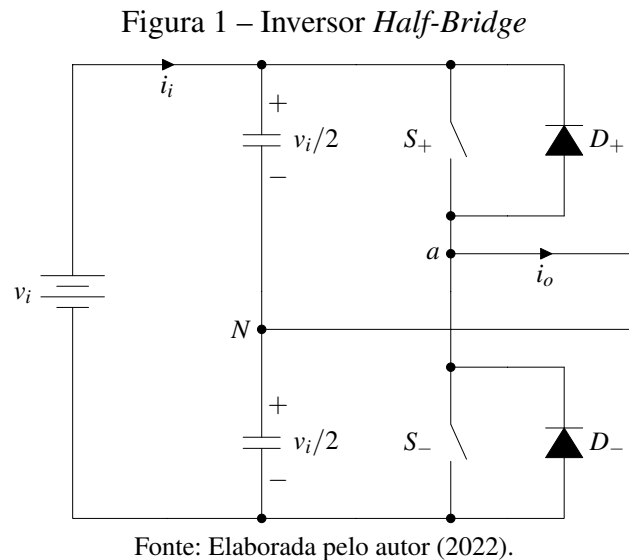
Dentre as técnicas mais utilizadas para a obtenção de uma forma de onda senoidal na saída estão a modulação senoidal por largura de pulso (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM), a modulação por vetores espaciais (*Space Vector* - SV) e a técnica de eliminação seletiva de harmônicas (*Selective Harmonic Elimination* - SHE) (MARTINS; BARBI, 2011).

2.1.1 Topologias elementares de inversores monofásicos

Nesta seção são abordadas algumas topologias básicas de inversores monofásicos com característica de fonte de tensão na saída.

2.1.1.1 *Half-Bridge*

A Figura 1 apresenta o inversor denominado *Half-Bridge*, também conhecido como meia ponte ou inversor com ponto médio. Dentre as principais características desta topologia está a presença de único braço inversor, composto por um par de interruptores com diodos em anti-paralelo, sendo que estes, não podem ser acionados simultaneamente, já que um curto-circuito de braço seria produzido.



Apesar de ser uma estrutura mais simples, com menor número de componentes, há a necessidade da existência de um ponto médio. Em geral, sua utilização é recomendada para aplicações em baixa potência, uma vez que a máxima tensão na carga é inferior se comparada ao *Full-Bridge*. Por consequência, para uma mesma potência, os esforços de corrente são superiores, resultando na necessidade de dimensionamento dos componentes semicondutores para valores mais elevados de corrente.

Em relação às etapas de operação, há um total de três estados possíveis, sendo os mesmos apresentados na Tabela 1 (RASHID, 2001). Note que o estado 3 tem a polaridade da tensão v_o dependente do sentido de corrente na carga.

2.1.1.2 *Full-Bridge*

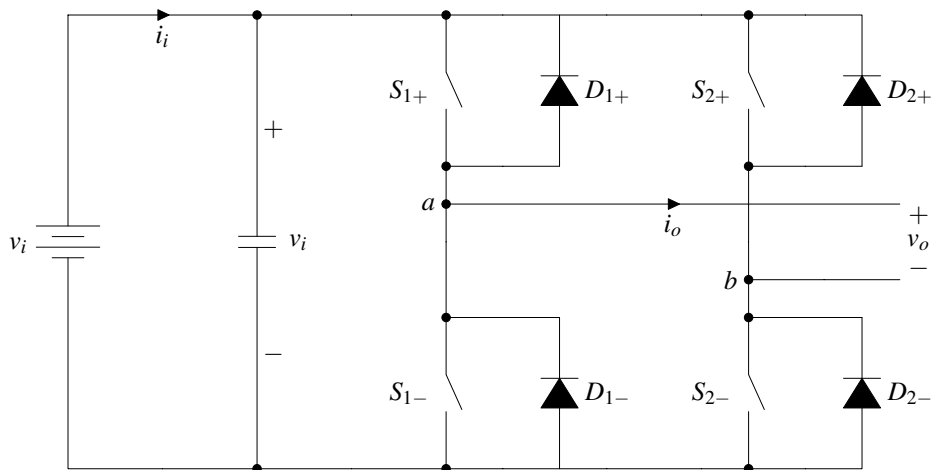
A estrutura de potência do inversor *Full-Bridge* é apresentada na Figura 2, consistindo em dois braços compostos por um par de interruptores em anti-paralelo com diodos de roda-livre. A operação é similar ao inversor *Half-Bridge*, no entanto, o ponto de neutro é agora localizado na conexão entre os transistores S_{2+} e S_{2-} , e não mais entre capacitores. Observa-se novamente que os pares de interruptores S_{1+} e S_{1-} , S_{2+} e S_{2-} não podem ser simultaneamente acionados, visto que um curto-circuito de braço seria produzido.

Nota-se que o inversor *Full-Bridge* aplica a tensão de entrada na carga, ao contrário do inversor *Half-Bridge* que aplica apenas o equivalente a metade desta tensão. Ainda, devido aos

Tabela 1 – Estados possíveis dos interruptores para o inversor *Half-Bridge*

Estado	Descrição	v_o	Componentes conduzindo
1	S_+ ligada e S_- desligada	$+v_i/2$	S_+ se $i_o > 0$ D_+ se $i_o < 0$
2	S_+ desligada e S_- ligada	$-v_i/2$	D_- se $i_o > 0$ S_- se $i_o < 0$
3	S_+ desligada e S_- desligada	$-v_i/2$ $+v_i/2$	D_- se $i_o > 0$ D_+ se $i_o < 0$

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Figura 2 – Inversor *Full-Bridge*

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

menores esforços de corrente nos interruptores, esta topologia apresenta maior capacidade de processamento de energia, sendo esta uma das principais vantagens em comparação às demais topologias monofásicas. Outra vantagem é a possibilidade de operar com dois ou três níveis na tensão de saída v_o . No entanto, em alguns casos, a presença de um maior número de interruptores pode resultar na elevação dos custos, caracterizando uma desvantagem desta topologia.

A Tabela 2 apresenta os possíveis estados para os interruptores e os respectivos valores da tensão de saída v_o .

Tabela 2 – Estados possíveis dos interruptores para o inversor *Full-Bridge*

Estado	Descrição	v_{aN}	v_{bN}	v_o	Componentes conduzindo
1	S_{1+} e S_{2-} ligadas	$+v_i/2$	$-v_i/2$	$+v_i$	S_{1+} e S_{2-} se $i_o > 0$ D_{1+} e D_{2-} se $i_o < 0$
2	S_{1-} e S_{2+} ligadas	$-v_i/2$	$+v_i/2$	$-v_i$	D_{1-} e D_{2+} se $i_o > 0$ S_{1-} e S_{2+} se $i_o < 0$
3	S_{1+} e S_{2+} ligadas	$v_i/2$	$v_i/2$	0	S_{1+} e D_{2+} se $i_o > 0$ D_{1+} e S_{2+} se $i_o < 0$
4	S_{1-} e S_{2-} ligadas	$-v_i/2$	$-v_i/2$	0	D_{1-} e S_{2-} se $i_o > 0$ S_{1-} e D_{2-} se $i_o < 0$
5	Todas desligadas	$-v_i/2$ $+v_i/2$	$+v_i/2$ $-v_i/2$	$-v_i$ $+v_i$	D_{1-} e D_{2+} se $i_o > 0$ D_{1+} e D_{2-} se $i_o < 0$

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

2.1.2 Controle de tensão nos conversores cc-ca de tensão

Ao utilizar-se um conversor cc-ca de tensão, é comum a necessidade de se realizar o controle ou a regulação da tensão de saída. Como exemplo, pode-se citar o controle V/f em uma máquina ca de indução, onde ao se variar a frequência para ajuste da velocidade é necessário variar também o valor da tensão, de modo que o fluxo no entreferro da máquina mantenha-se constante. Um outro exemplo são os casos onde são utilizadas baterias para alimentar o barramento cc, já que tanto a tensão destas, quanto as suas respectivas impedâncias internas podem resultar em alterações na tensão de saída.

Conforme apresentado em Martins e Barbi (2011), existem diversas técnicas de modulação possíveis, desde as mais básicas até as mais avançadas.

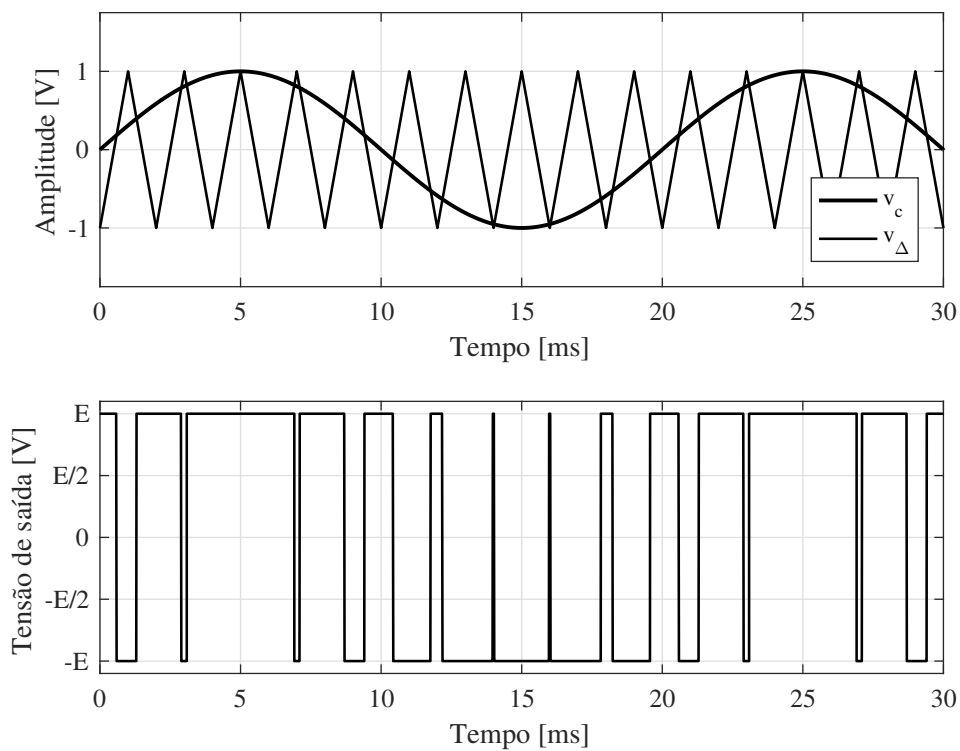
Como já citado anteriormente, deseja-se a obtenção de uma forma de onda senoidal na saída. A técnica a ser apresentada denominada modulação por largura de pulso utiliza da comparação entre um sinal modulante v_c e uma portadora v_Δ , normalmente um sinal triangular ou dente de serra.

Quando o sinal modulante é senoidal, de frequência f e amplitude \hat{v}_c , a modulação fica conhecida como *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM). Ressalta-se que, em virtude da

simplicidade no processo de implementação, optou-se por utilizar neste trabalho a técnica citada, isto é, o PWM senoidal a dois níveis.

A utilização da modulação PWM senoidal pode reduzir as componentes harmônicas de baixa ordem, presentes na tensão de saída gerada pelo inversor, em relação a outras técnicas de PWM mais simples (MARTINS; BARBI, 2011). O princípio da técnica se baseia na comparação de um sinal de referência (modulante) de baixa frequência, com uma onda denominada portadora, de alta frequência. A intersecção entre as duas formas de onda citadas, é responsável por estabelecer a duração dos sinais de comando nos interruptores presentes na topologia inversora utilizada.

Figura 3 – Princípio da modulação PWM senoidal em dois níveis - Inversor *Full-Bridge*



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Nota-se, conforme apresentado na Figura 3, que a variação da amplitude da onda senoidal resultará na variação na largura dos pulsos de tensão na carga, os quais seguem naturalmente um formato senoidal.

A frequência da tensão de saída, por sua vez, depende diretamente da frequência da onda modulante senoidal, enquanto a frequência de comutação está relacionada à portadora.

Ainda de acordo com a figura anteriormente apresentada, observa-se que as duas formas de onda são sincronizadas, de modo que a relação entre as duas frequências resulta em um número inteiro N_p , que por sua vez, é igual ao número de pulsos por semiperíodo. Disto, é

definida a razão da frequência de modulação m_f

$$N_p = \frac{f_p}{2f} = \frac{m_f}{2}, \quad (1)$$

onde f_p é a frequência da portadora.

Com os conceitos apresentados, é possível visualizar a relação direta de m_f com a frequência de comutação. Dentre as vantagens de se utilizar um elevado valor para a razão da frequência de modulação, está o deslocamento das componentes harmônicas para frequências mais elevadas, facilitando o projeto dos filtros de saída, uma vez que o tamanho destes depende da frequência de corte utilizada. No entanto, é importante ressaltar principalmente se tratando de semicondutores de silício, que limitações associadas à frequência de comutação como os tempos de condução e bloqueio, além de perdas por comutação devem ser levadas em conta.

De forma similar ao definido em (1), pode-se expressar o índice de modulação m_a como a relação entre as amplitudes da modulante e da portadora

$$m_a = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_\Delta}. \quad (2)$$

Usualmente, v_Δ apresenta amplitude constante, enquanto v_c é variável e pode ser utilizado para manipular a amplitude da tensão de saída, isto é, a amplitude e o valor eficaz da componente fundamental

$$v_{o1 \max} = m_a \cdot v_i \quad \therefore \quad v_{o1 \text{ ef}} = \frac{v_{o1 \max}}{\sqrt{2}}, \quad (3)$$

onde $v_{o1 \max}$ representa o valor de pico da componente fundamental da tensão de saída e $v_{o1 \text{ ef}}$ o respectivo valor eficaz.

Note que v_i , neste caso, representa a amplitude dos pulsos presentes na saída do inversor, estando diretamente relacionada com a topologia utilizada, sendo esta amplitude dada por v_i para o inversor *Full-Bridge* e $v_i/2$ para o *Half-Bridge*, já que este último apresenta na saída pulsos com apenas metade da tensão presente no barramento cc.

Portanto, visualiza-se até o momento que, a modulação PWM senoidal permite minimizar harmônicas de baixa ordem, deslocando estas para frequências superiores, e ainda, permite regular a frequência e a tensão presentes na carga.

2.1.2.1 Modulação PWM senoidal a dois níveis ou bipolar

A modulação PWM senoidal a dois níveis consiste no princípio já apresentado na Figura 3, sendo assim denominada devido ao fato de que a tensão de saída pode apresentar apenas dois diferentes valores. Essa técnica pode ser aplicada tanto nas estruturas em ponte completa, quanto nas estruturas em meia ponte. Considerando como exemplo, a aplicação em um inversor do tipo *Half-Bridge* ou meia ponte, os valores de tensão são

$$v_o = +v_i/2 \text{ para } v_c > v_\Delta,$$

$$v_o = -v_i/2 \text{ para } v_c < v_\Delta.$$

Na implementação deste tipo de modulação em uma estrutura do tipo *Full-Bridge*, é possível utilizar um único pulso de comando para os interruptores S_{1+} e S_{2-} , enquanto S_{1-} e S_{2+} utilizam de um comando complementar. Nas estruturas *Half-Bridge* a ideia é semelhante, de modo que S_+ e S_- recebem comandos complementares.

Note que, na prática é necessário um tempo morto entre o comando e o comando complementar, uma vez que as não-idealidades presentes nos semicondutores, como o tempo de entrada em condução e bloqueio, ocasionariam um curto circuito no barramento cc no momento em que ambos os interruptores de um mesmo braço fossem comandados.

Em relação ao espectro harmônico, a utilização da modulação senoidal em dois níveis necessita de um filtro que promova atenuação significativa da amplitude na frequência de comutação e sobre os seus harmônicos de alta frequência.

2.1.3 Filtro de saída

Em virtude da estratégia de modulação PWM senoidal utilizada nos inversores, a forma de onda da tensão presente na saída consiste em uma série de pulsos que seguem uma lei senoidal. Como a presença de harmônicos de tensão múltiplos da frequência fundamental é uma característica indesejada e até foco de algumas normas, como é o caso da IEC 62040-3/2021 que restringe a presença destes a valores percentuais em fontes de alimentação ininterruptas, surge a necessidade de se utilizar filtros para reduzir os harmônicos citados, buscando-se obter apenas a componente fundamental, localizada na frequência da modulante utilizada no processo de modulação.

Existem diversas topologias de filtros possíveis para aplicação nos conversores cc-ca, com o objetivo de reduzir os harmônicos presentes na tensão de saída. Devido a sua simplicidade e eficiência, o filtro escolhido para este trabalho é o filtro LC, apresentando uma característica de filtro passa-baixas e sendo composto por dois elementos armazenadores de energia, resultando em uma função transferência de segunda ordem.

Para casos onde os harmônicos possuam valores mais elevados, é comum a utilização de filtros LC em cascata, implicando em filtros de maior ordem e portanto maior atenuação na frequência desejada. No entanto, a utilização de apenas dois estágios é suficiente para a grande maioria das aplicações com inversores.

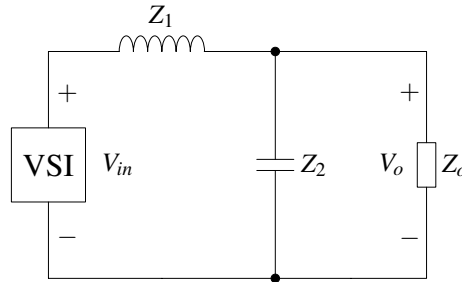
Ressalta-se ainda que, a presença de dois ou mais estágios LC em sistemas com regulação de tensão em malha fechada, pode resultar em maior dificuldade na realização do seu projeto de controle. Outros fatores a serem levados em conta, incluem ainda volume total e custo de construção, o qual a depender da aplicação pode inviabilizar o projeto (MARTINS; BARBI, 2011).

2.1.3.1 Características e resposta em frequência do filtro LC passa-baixas

Conforme já discutido anteriormente, a utilização de um filtro LC parte da necessidade de melhorar a qualidade da forma de onda presente na saída do inversor, isto é, reduzir o conteúdo harmônico presente na mesma.

Considerando o filtro LC, o funcionamento consiste em prover um ramo paralelo de baixa impedância (*shunt*), de modo que os harmônicos de corrente sejam desviados através deste ramo. Além do ramo em paralelo, há a presença de uma impedância série, sobre a qual busca-se eliminar os harmônicos de tensão. A estrutura básica do filtro é apresentada na Figura 4, sendo a relação entre a impedância série e o elemento paralelo discutidos a seguir. Admite-se inicialmente que Z_o é uma carga qualquer, e que Z_1 e Z_2 são as impedâncias respectivas aos elementos do filtro de saída, representando respectivamente a parcela indutiva e capacitiva.

Figura 4 – Estrutura básica do filtro LC



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Considerando Z_{eq} o equivalente paralelo entre as impedâncias Z_2 e Z_o

$$Z_{eq} = \frac{Z_2 \cdot Z_o}{Z_2 + Z_o}. \quad (4)$$

A função transferência do filtro, ou seja, a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, é obtida através de um divisor de tensão

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_{eq}}{Z_1 + Z_{eq}}. \quad (5)$$

Por fim, considerando que Z_o é uma carga resistiva de valor R_o e substituindo Z_1 por sL_f , Z_2 por $1/sC_f$ em (5), a função transferência do filtro LC resulta em

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + s \frac{1}{R_o C_f} + \frac{1}{L_f C_f}}, \quad (6)$$

onde L_f e C_f representam a indutância e a capacitância do filtro de saída. Define-se ainda $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$ como a frequência angular natural de oscilação e $\zeta = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$ como o fator de amortecimento do filtro.

Segundo Martins e Barbi (2011), sugere-se que a frequência de corte do filtro f_0 esteja posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento mínima do inversor, atenuando

e/ou eliminando os harmônicos desejados. E ainda, ela deve ser pelo menos trinta vezes maior que a frequência da componente fundamental referente à tensão alternada de saída, resultando em um deslocamento de fase mínimo. O fator de amortecimento, por sua vez, deve ser escolhido de modo a evitar oscilações elevadas na frequência de ressonância. Deste modo, recomenda-se que o fator de amortecimento escolhido seja igual ou superior a 0,707.

Seja a frequência de corte f_0 dada por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (7)$$

e a resistência equivalente R_o que representa a carga por

$$R_o = \frac{v_o^2 e_f}{P_o}, \quad (8)$$

onde P_o é a potência nominal da carga resistiva.

Ainda, de acordo com Martins e Barbi (2011), o cálculo da capacitância e indutância referentes ao filtro LC resume-se a

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot \zeta \cdot f_0 \cdot R_o}, \quad (9)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi \cdot f_0)^2 C_f}, \quad (10)$$

onde ζ é o fator de amortecimento, especificado pelo projetista conforme as diretrizes apresentadas.

2.2 CONTROLE DE INVERSORES EM MALHA FECHADA

Os inversores podem ser caracterizados por diversos parâmetros dinâmicos e estáticos, como a regulação de tensão de saída, a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* - THD), o tempo de resposta a transitórios e a capacidade operação em situações específicas, como é o caso da operação a vazio ou com cargas não-lineares, que usualmente resultam em maior distorção da forma de onda de tensão presente na saída (JUNIOR, 2013).

Neste sentido, de modo a alcançar os parâmetros desejados, diferentes controladores podem ser utilizados. Em Finn (1993) discute-se os benefícios da aplicação de uma malha de controle em cascata, através da realimentação de um sinal de corrente, constituindo uma malha de controle interna e permitindo a operação de forma flexível independente da carga utilizada.

Em Remes (2021) é realizado um comparativo entre as sensibilidades aos distúrbios das diferentes configurações de controle, demonstrando que a utilização de malhas cascata constitui uma solução eficaz na atenuação de distúrbios.

Portanto, a utilização da malha externa de tensão atua para a regulação da tensão de saída, bem como o fornecimento de uma forma de onda senoidal com baixa THD, enquanto a malha de controle interna contribui para uma resposta dinâmica mais rápida, resultando em maior robustez do sistema principalmente durante transitórios de carga ou utilização de cargas não-lineares.

No caso do controle através de uma malha única externa, a tensão de saída é comparada com um sinal de referência com o objetivo de gerar um sinal de erro, o qual será compensado por um controlador. Dentre as vantagens da utilização deste tipo de controle estão o baixo custo e a simplicidade de implementação, embora seu desempenho seja considerado pobre em situações mais complexas, como é o caso da utilização de cargas não-lineares ou transitórios de carga significativos (AAMIR; KALWAR; MEKHILEF, 2016).

2.3 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO COM BASE NA IEC 62040-3/2021

De modo a avaliar o desempenho transitório e em regime permanente, pode-se utilizar da norma IEC 62040-3-2021, a qual trata destes aspectos no âmbito das fontes ininterruptas de energia. Em suma, a UPS, neste caso representada pelo inversor, deve ser capaz de fornecer uma tensão senoidal com amplitude e frequência constantes, apresentando baixa distorção harmônica, mesmo em condições de variações de carga e distúrbios na rede, isto é, na alimentação (IEC, 2021).

Para este trabalho, são consideradas apenas cargas lineares, uma vez que o controlador proporcional-ressonante proposto não possui a capacidade de rejeitar harmônicas múltiplas da fundamental utilizada.

Em relação aos demais parâmetros, a tensão eficaz de saída deve permanecer na faixa de $\pm 10\%$ de seu valor nominal e a frequência pode apresentar uma variação máxima de $\pm 2\%$ em relação ao valor nominal.

A máxima distorção harmônica de tensão na saída é de 8%, conforme a norma, sendo os máximos valores individuais para as harmônicas apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Distorção harmônica individual na tensão de saída

Harmônicas Ímpares		Harmônicas Ímpares		Harmônicas pares	
Ordem (n)	Tensão (%)	Ordem (n)	Tensão (%)	Ordem (n)	Tensão (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,4	6	0,5
13	3	21	0,3	8	0,5
$17 \leq n \leq 37$	$(38,59/n) - 0,27$	$21 \leq n \leq 39$	0,2	$10 \leq n \leq 40$	$(2,5/n) + 0,25$

Fonte: Elaborada pelo autor (2022), com base na IEC 62040-3/2021 (IEC, 2021).

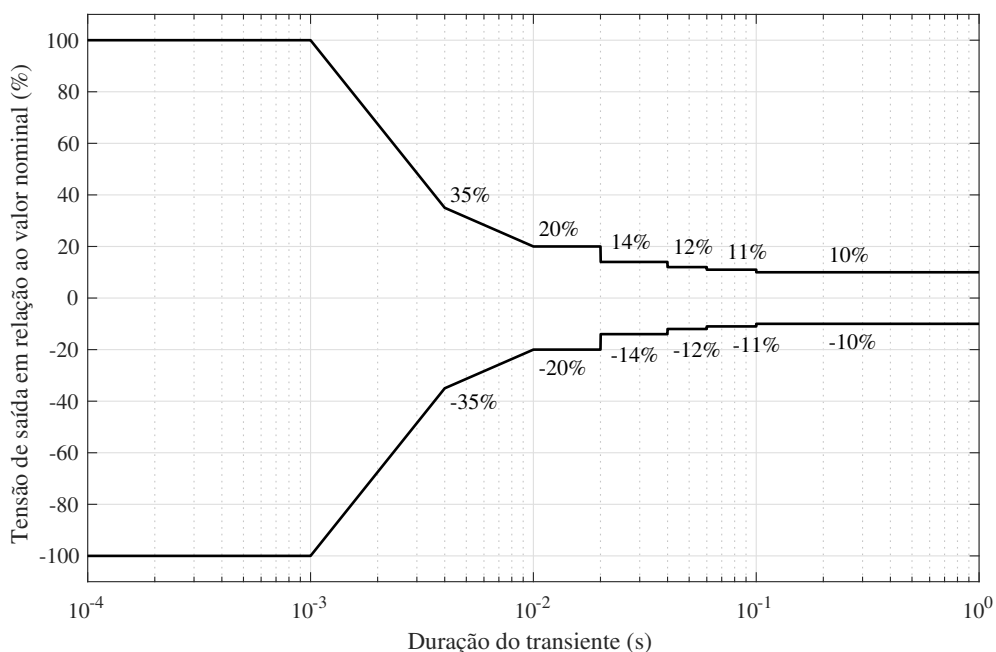
Na avaliação do desempenho transitório é possível utilizar de três diferentes situações, sendo elas: alteração no modo de operação, variação da carga linear e variação da carga não linear. Como considera-se a UPS simplificada através de um inversor, e a utilização de cargas lineares é o foco deste trabalho, é considerada apenas a segunda situação, isto é, a variação de carga linear.

A carga linear, por sua vez, é representada por dois resistores em paralelo, que devem corresponder a 20% e 80% da potência ativa nominal do inversor. Nos procedimentos realizados

durante o degrau de carga, deve-se iniciar com a carga referente a 20% da potência nominal, sendo o degrau aditivo aplicado no ponto de máximo da tensão de saída, resultando em 100% da carga nominal. Posteriormente, após a acomodação do sinal de tensão, aplica-se um degrau subtrativo, novamente no ponto de máximo da tensão, reduzindo a carga ao seu valor inicial.

A partir da criticidade das respectivas cargas utilizadas, são definidos três diferentes perfis, cada um apresentando um envelope referente à variação de tensão, dado o respectivo degrau aplicado. A Figure 5 apresenta o perfil de classe II, tolerante a desvios de até 100% da tensão nominal de pico durante um intervalo máximo de 1 ms.

Figura 5 – Tensão de saída admissível em regime transitório - Performance classe II



Fonte: Elaborada pelo autor (2022), com base na IEC 62040-3/2021 (IEC, 2021).

Optou-se por utilizar o perfil apresentado devido ao fato de o controle ser composto por uma única malha de tensão, mais lenta se comparada a utilização de uma malha interna de corrente.

Dado esse contexto geral acerca das técnicas de controle aplicadas aos inversores e da análise de desempenho conforme a IEC 62040-3/2021, parte-se para análise do controlador proporcional-ressonante, utilizado ao longo deste trabalho.

2.4 CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE

O controlador proporcional-ressonante baseia-se no Princípio do Modelo Interno (PMI), garantindo o seguimento de referência e a rejeição de perturbação com erro nulo de sinais senoidais.

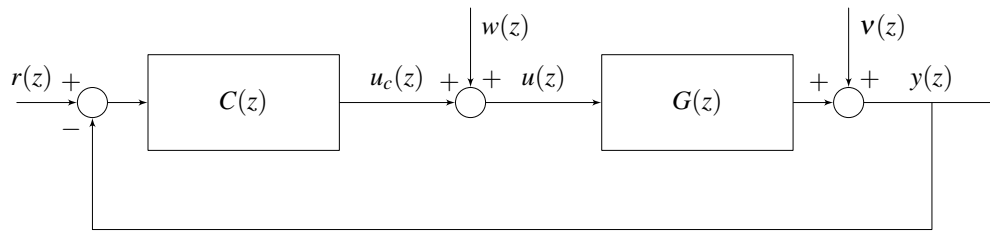
Conforme apresentado em Francis e Wonham (1976) e definido pelo PMI, um sistema estável em malha fechada segue um sinal de referência com erro nulo em regime permanente e é capaz de rejeitar perturbações se o controlador apresentar o modelo capaz de gerar um sinal com as mesmas características frequenciais dos sinais que se deseja seguir e/ou rejeitar.

2.4.1 Princípio do modelo interno

O Princípio do Modelo Interno é apresentado em (FRANCIS; WONHAM, 1976) com o objetivo de levar o sistema em regime permanente a um erro nulo no seguimento de referência, considerando um sinal de referência qualquer, conforme mostrado nesta seção.

Considera-se um sistema com única entrada e única saída (*Single-Input Single-Output* - SISO), no tempo discreto, composto pela função transferência $G(z)$ do processo e por uma realimentação unitária compensada através de um controlador $C(z)$. A Figura 6 apresenta o sistema descrito em malha fechada, onde $r(z)$ é o sinal de referência, $w(z)$ um distúrbio de entrada e $v(z)$ um distúrbio de saída.

Figura 6 – Sistema em malha fechada - PMI



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Definindo a função de malha aberta como $L_{OL}(z) = C(z)G(z)$, pode-se determinar as funções de transferência denominadas sensibilidade, sensibilidade aos distúrbios de entrada e sensibilidade complementar, dispostas em (11), (12) e (13), respectivamente.

$$S(z) = \frac{y(z)}{v(z)} = \frac{1}{1 + L_{OL}(z)} \quad (11)$$

$$Q(z) = \frac{y(z)}{w(z)} = G(z)S(z) = \frac{G(z)}{1 + L_{OL}(z)} \quad (12)$$

$$T(z) = \frac{y(z)}{r(z)} = L_{OL}(z)S(z) = \frac{L_{OL}(z)}{1 + L_{OL}(z)} \quad (13)$$

A saída $y(z)$, por sua vez, é dada pela soma dos termos apresentados acima

$$y(z) = T(z)r(z) + S(z)v(z) + Q(z)w(z). \quad (14)$$

Por fim, o sinal de erro é obtido através da diferença entre o sinal de referência e o sinal de saída $e(z) = r(z) - y(z)$. Em $z = e^{j\Omega}$ o sinal do erro é dado por $e(e^{j\Omega}) = r(e^{j\Omega}) - y(e^{j\Omega})$, onde Ω é a frequência discretizada, resultando em

$$e(e^{j\Omega}) = r(e^{j\Omega}) - T(e^{j\Omega})r(e^{j\Omega}) - S(e^{j\Omega})v(e^{j\Omega}) - Q(e^{j\Omega})w(e^{j\Omega}). \quad (15)$$

É possível visualizar através de (15) que se a função transferência $T(e^{j\Omega})$ tiver ganho unitário e fase nula na frequência de interesse, enquanto $S(e^{j\Omega}) = Q(e^{j\Omega}) = 0$, a restrição apresentada será satisfeita, implicando na condição ideal do seguimento de referência.

$$T(e^{j\Omega}) = 1, \text{ i.e. } \begin{cases} |T(e^{j\Omega})| = 1 \\ \angle T(e^{j\Omega}) = 0^\circ \end{cases} \quad (16)$$

$$S(e^{j\Omega}) = Q(e^{j\Omega}) = 0 \quad (17)$$

Conforme as equações (11), (12) e (13) é possível satisfazer as condições apresentadas acima se $|L_{OL}(e^{j\Omega})| \rightarrow \infty$, o que pode ser obtido com $|C(e^{j\Omega})| \rightarrow \infty$ e $|G(e^{j\Omega})| < \infty$.

Portanto, o controlador $C(z)$ deve conter a mesma estrutura do sinal de referência de frequência ω_0 , de modo que seja obtido o erro nulo em regime permanente. Em outras palavras o controlador deve possuir polos que apresentam a mesma estrutura do sinal que se deseja seguir e/ou rejeitar.

O PMI apresentado até este ponto serve como base para o uso de estruturas de controle ressonantes, utilizadas para o seguimento de referências senoidais com frequência ω_0 .

A seguir é apresentado o controlador proporcional-ressonante, já difundido na literatura.

2.4.2 Função de transferência do controlador proporcional-ressonante no domínio de tempo discreto

O controlador proporcional-ressonante pode ser obtido a partir de uma análise do PMI. Considerando que o objetivo de controle foco deste trabalho é o seguimento de referências senoidais, as quais podem ser expressas no tempo discreto através de

$$r(k) = A \sin(\Omega k) \quad (18)$$

onde A é a amplitude da senoide e Ω é a frequência discretizada, i.e., $\Omega = \omega T_s = 2\pi f T_s$, sendo T_s o período de amostragem.

Conforme apresentado em (OGATA, 1995), a transformada discreta do sinal (18) é dada por

$$r(z) = \frac{A \sin(\Omega) z}{z^2 - 2z \cos(\Omega) + 1}. \quad (19)$$

Considerando o par de polos complexos conjugados de módulo unitário e ângulo $\pm\Omega$ presentes na transformada z do sinal de referência, pelo PMI o controlador que permite o seguimento de referência ao tipo de sinal apresentado é

$$C_{PR}(z) = \frac{K(z - z_{c1})(z - z_{c2})}{z^2 - 2z \cos(\Omega) + 1} = k_{PR} + \frac{k_{R1}z + k_{R0}}{z^2 - 2z \cos(\Omega) + 1}. \quad (20)$$

A classe que engloba os controladores com a forma apresentada acima é denominada Proporcional-Ressonante (PR), de modo que é necessário o ajuste de dois ganhos e um zero.

A motivação para a escolha dessa nomenclatura advém da ressonância apresentada na frequência Ω , de modo que nesta, o ganho do controlador tende ao infinito.

Neste trabalho, a estrutura do controlador proporcional-ressonante é adotada com o objetivo de controlar a tensão senoidal de saída do inversor com erro nulo em regime permanente. A abordagem utilizada para o projeto de tal controlador é descrita na sequência.

2.5 DEFINIÇÕES ACERCA DO CONTROLE PELO MODELO DE REFERÊNCIA E DO MÉTODO DA REFERÊNCIA VIRTUAL

Para apresentar os conceitos relacionados ao Controle por Modelo de Referência (*Model Reference Control - MRC*) e ao método VRFT é necessário inicialmente estabelecer algumas definições básicas acerca do sistema a ser controlado.

Considera-se o controle de um processo no tempo discreto, SISO, linear e invariante no tempo (LIT). O processo citado pode ser descrito pela seguinte equação

$$y(k) = G(z)u(k) + v(k). \quad (21)$$

Em (21), $y(k)$ é a saída do processo no tempo discreto, $G(z)$ é a função transferência do processo, $u(k)$ é a resposta do controle que inicialmente pode ser manipulada livremente, z é o operador de avanço no tempo, definido como $zx(k) = x(k+1)$, e $v(k)$ é o ruído do processo (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Assume-se que o ruído do processo seja resultado da filtragem do ruído branco através de um filtro $H(z)$

$$v(k) = H(z)e(k). \quad (22)$$

Note que $H(z)$ é uma função transferência LIT e $e(k)$ representa o ruído branco, cuja variância é dada por σ_e^2 .

O controlador do processo apresentado anteriormente é linear e invariante no tempo, sendo sua estrutura definida pelo usuário e parametrizada em termos de um vetor de parâmetros real $\rho \in \mathbb{R}^p$, onde a ação de controle é definida como

$$u(k) = C(z, \rho)(r(k) - y(k)), \quad (23)$$

sendo $r(k)$ o sinal de referência e $C(z, \rho)$ a função transferência do controlador apresentada a seguir. Note que ρ é o vetor de parâmetros e $\bar{C}(z)$ é um vetor de funções transferência, tais que:

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z), \quad (24)$$

resultando assim em um controlador linear nos parâmetros.

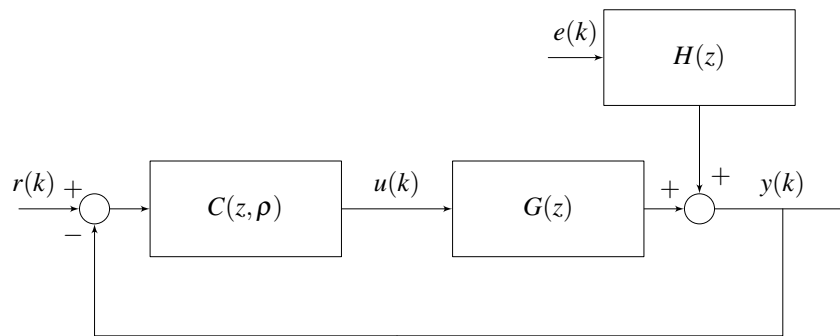
Por exemplo, para um controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) é adotada a seguinte parametrização

$$C(z, k_p, k_i, k_d) = k_p + k_i \frac{z}{z-1} + k_d \frac{z-1}{z}, \quad (25)$$

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) \leftrightarrow \rho = \begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{bmatrix} \quad \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z-1} \\ \frac{z-1}{z} \end{bmatrix}. \quad (26)$$

O sistema apresentado até o seguinte momento é ilustrado na Figura 7 em malha fechada.

Figura 7 – Sistema em malha fechada no tempo discreto



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

A relação entre os sinais de entrada $r(k)$ e $e(k)$ e a saída $y(k)$ é dada por

$$y(k, \rho) = T(z, \rho)r(k) + S(z, \rho)H(z)e(k). \quad (27)$$

As funções em malha fechada $S(z, \rho)$ e $T(z, \rho)$ podem ser obtidas utilizando-se o princípio da superposição na malha de controle apresentada.

$$S(z, \rho) = \frac{1}{1 + C(z, \rho)G(z)} \quad (28)$$

$$T(z, \rho) = \frac{C(z, \rho)G(z)}{1 + C(z, \rho)G(z)} = C(z, \rho)G(z)S(z, \rho) \quad (29)$$

No projeto de controladores há três objetivos principais a serem alcançados: robustez, rejeição de perturbações e seguimento de referência. A robustez está ligada diretamente com a sensibilidade $S(z, \rho)$, que relaciona-se com a função transferência de malha fechada $T(z, \rho)$ a partir da relação $T(z, \rho) + S(z, \rho) = 1$.

2.5.1 Model Reference Control

Assim como citado anteriormente, o seguimento de referência está concentrado na resposta do sistema em malha fechada dada uma referência de entrada. Desconsiderando o efeito do ruído e de perturbações na saída, a resposta do sistema é dada por:

$$y_r(k, \rho) = T(z, \rho)r(k). \quad (30)$$

Para avaliar o seguimento de referência, a técnica denominada MRC propõe o seguinte critério de performance, baseado na norma-2

$$J(\rho) = \|r(k) - y_r(k, \rho)\|_2^2. \quad (31)$$

Neste ponto é bom salientar que não há nenhum controlador capaz de fazer com que a resposta de saída atinja a referência sempre, isto é, o rastreamento de referência perfeito é impossível. No controle por modelo de referência o projetista deve definir uma função transferência que apresente o comportamento esperado do sistema em malha fechada. Esta função é denominada modelo de referência $T_d(z)$. Portanto, o problema consiste em determinar os parâmetros do controlador que façam com que os sinais y_r e y_d (sinal de saída desejado) fiquem o mais próximo possível.

A partir dessa premissa surge o critério de performance do seguimento de referência

$$J^{MR}(\rho) = \|y_r(k, \rho) - y_d(k)\|_2^2 = \|[T(z, \rho) - T_d(z)]r(k)\|_2^2. \quad (32)$$

A equação apresentada tem mínimo em zero, podendo sua solução ser obtida a partir do controlador ideal, que basicamente é o controlador capaz de fazer com que a resposta do sistema em malha fechada se iguale ao modelo de referência

$$C_d(z) = \frac{T_d(z)}{G(z)(1 - T_d(z))}. \quad (33)$$

Portanto, se o controlador ideal $C_d(z)$ for inserido na malha de controle, o critério de performance apresentado anteriormente terá valor nulo, isto é, $J^{MR}(\rho) = 0$. Note que o controlador ideal pode ou não pertencer à classe de controladores considerada. O comportamento do sistema em malha fechada será semelhante ao desejado se o controlador especificado pertencer à classe dos controladores ideais \mathcal{C} . Disto surge a suposição de que o controlador ideal deve pertencer à classe de controladores utilizada

$$C_d(z) \in \mathcal{C}. \quad (34)$$

O projeto a partir de um modelo de referência consiste basicamente em determinar o controlador ideal $C_d(z)$ dado um modelo de referência especificado pelo projetista. Embora o controlador determinado possa garantir o comportamento desejado em malha fechada, isso não significa que ele necessariamente irá garantir estabilidade interna ao sistema.

Em Bazanella, Campestrini e Eckhard (2011) são apresentadas algumas diretrizes para a escolha do modelo de referência, de modo a prover o comportamento desejado de maneira segura.

- **Diretriz 1:** O grau relativo do modelo de referência $T_d(z)$ deve ser maior ou igual ao grau relativo do processo $G(z)$.

O não cumprimento da primeira diretriz apresentada irá acarretar em um controlador com grau relativo negativo, ou seja, não causal.

A segunda diretriz é também obtida analisando-se a equação do controlador ideal. Observe que se o processo $G(z)$ possuir zeros de fase não-mínima (FNM), isto é, zeros que estejam fora do círculo unitário, esses zeros se tornarão polos do controlador ideal e por consequência levarão a um comportamento em malha fechada instável.

- **Diretriz 2:** Os zeros de fase não-mínima do processo $G(z)$ devem ser incluídos como zeros do modelo de referência $T_d(z)$.

Na seção seguinte é apresentado o método de controle baseado em dados VRFT, que utiliza intrinsecamente das propriedades apresentadas até aqui, uma vez que é um método de controle no domínio do tempo e baseado em um modelo de referência especificado pelo projetista.

2.5.2 Virtual Reference Feedback Tuning

O VRFT é um método de controle não iterativo baseado em dados, que busca a otimização do critério de seguimento de referência $J^{MR}(\rho)$, ou seja, um único conjunto de dados é suficiente para que o controlador seja obtido.

Em suma, a ideia central é minimizar uma função quadrática dos parâmetros do modelo, apresentada mais a frente e denominada $J^{VR}(\rho)$, representando um critério de desempenho do método da referência virtual. Em condições ideais esta função possui o mínimo global semelhante à função $J^{MR}(\rho)$, além de apresentar menor complexidade, uma vez que se trata de uma função quadrática.

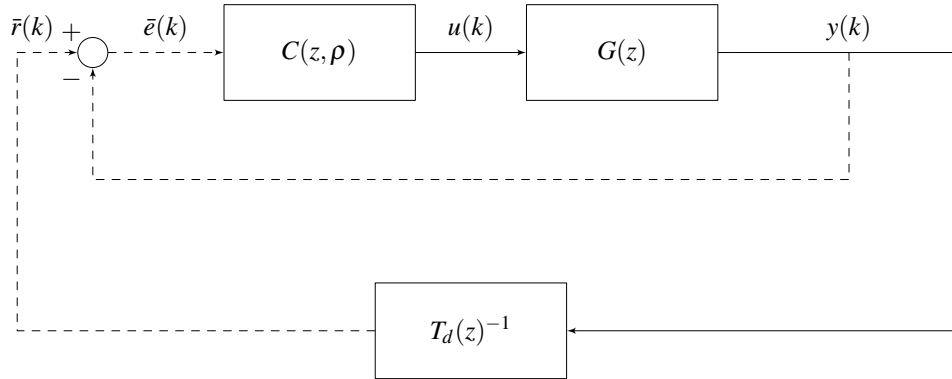
A Figura 8 apresenta o sistema utilizado para a obtenção do controlador $C(z, \rho)$. Através de um experimento que pode ser realizado em malha aberta ou fechada, os dados de entrada $u(k)$ e saída $y(k)$ são coletados. Como é realizado o processo de amostragem em uma frequência fixa durante o experimento, os dados são coletados no tempo discreto e armazenados em um conjunto $\{u(k), y(k)\}_{k=1}^N$, onde N representa o número de amostras dos sinais (REMES, 2021).

A partir dos dados de saída $y(k)$ pode-se construir o sinal de referência virtual $\bar{r}(k) = T_d(z)^{-1}y(k)$. Este sinal, por sua vez, representa o sinal que, se aplicado ao sistema em malha fechada desejado (com o controlador ideal), produziria a saída $y(k)$ obtida durante o ensaio. Em seguida, é realizado o cálculo do sinal de erro virtual $\bar{e}(k) = \bar{r}(k) - y(k)$, o qual representa o sinal de erro que se aplicado ao sistema com o controlador ideal produziria a saída $y(k)$ obtida anteriormente.

Com os sinais de entrada e saída obtidos é possível realizar a identificação do controlador $C(z, \rho)$ através da solução do seguinte problema de otimização

$$J^{VR}(\rho) = \|L(z)[u(k) - C(z, \rho)\bar{e}(k)]\|_2^2 \quad (35)$$

Figura 8 – Diagrama de blocos do experimento - VRFT



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

onde $L(z)$ é um filtro de ponderação utilizado quando o controlador ideal não pertence à classe proposta (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Assumindo que o controlador $C(z, \rho)$ é linearmente parametrizável, e escrito na forma $C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z)$, então o critério acima pode ser reescrito da seguinte forma

$$J^{VR}(\rho) = \|L(z)[u(k) - \rho^T \bar{C}(z)\bar{e}(k)]\|_2^2. \quad (36)$$

É possível ainda reescrever a função custo utilizando o vetor regressor $\varphi(k) = \bar{C}(z)\bar{e}(k)$, resultando em

$$J^{VR}(\rho) = \|L(z)[u(k) - \rho^T \varphi(k)]\|_2^2. \quad (37)$$

Considerando que o controlador ideal pertence à classe de controladores utilizada, então o mínimo da função J^{VR} é o mesmo do critério de desempenho por modelo de referência J^{MR} , de modo que a solução pode ser obtida através da utilização de mínimos quadrados, resultando na seguinte estimativa para ρ

$$\rho = \left[\sum_{k=1}^N \varphi(k)\varphi^T(k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi(k)u(k). \quad (38)$$

O filtro $L(z)$ deve atender à restrição de módulo

$$|L(e^{j\Omega})|^2 = |T_d(e^{j\Omega})|^2 |(1 - T_d(e^{j\Omega}))|^2 \frac{\phi_r(e^{j\Omega})}{\phi_u(e^{j\Omega})}, \forall \Omega \in [-\pi, \pi], \quad (39)$$

de forma a permitir a aproximação entre os mínimos de J^{VR} e J^{MR} . Note que $\phi_r(e^{j\Omega})$ é a densidade espectral de potência do sinal de referência, enquanto $\phi_u(e^{j\Omega})$ se refere ao sinal de entrada do experimento. Deste modo, se o ensaio for realizado em malha aberta é possível escolher $u(k)$ o mais semelhante possível com a futura referência a ser adotada, levando a uma razão unitária entre as densidades espectrais, e por consequência a simplificação do filtro de ponderação

$$L(z) = T_d(z)(1 - T_d(z)). \quad (40)$$

A utilização do filtro para a situação apresentada acima resulta na seguinte estimativa de ρ , novamente através de mínimos quadrados

$$\rho = \left[\sum_{k=1}^N \varphi_L(k) \varphi_L^T(k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi_L(k) u_L(k), \quad (41)$$

onde $\varphi_L = L(z)\varphi(k)$ e $u_L = L(z)u(k)$.

Conforme a segunda diretriz para a escolha do modelo de referência já apresentada anteriormente, os zeros de FNM da planta devem ser zeros de FNM do modelo $T_d(z)$. Contudo, na maior parte das vezes a posição destes é desconhecida, implicando na necessidade de se utilizar o critério flexível do VRFT para identificar o respectivo zero de FNM e inserí-lo no modelo de referência (CAMPESTRINI et al., 2011). Como as plantas abordadas neste trabalho não possuem zero de FNM, o que pode ser percebido a partir de uma análise da Função de Transferência dada em (6), não há necessidade de se explorar o critério flexível para o método da referência virtual.

2.6 MÉTRICAS DE ROBUSTEZ E A ESTIMATIVA DATA-DRIVEN DA NORMA H_∞ DA FUNÇÃO SENSIBILIDADE

A robustez de um sistema é definida em (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005) como a ausência de sensibilidade deste a variações da planta, isto é, a diferença entre o comportamento dinâmico da planta e o comportamento nominal utilizado na etapa de projeto do controlador. Usualmente essas diferenças são denominadas como incertezas do modelo. Neste ponto, a robustez buscada durante a síntese do controlador desejado está associada à garantia de que o sistema será estável até mesmo no pior caso das incertezas.

Dada a importância da estabilidade do sistema operando em malha fechada, diversos trabalhos tratam da análise e/ou garantia de estabilidade deste, até mesmo no contexto do controle baseado em dados, como apresentado em Silva, Bazanella e Campestrini (2020).

No contexto dos conversores em geral, é comum o projeto do controlador considerando a operação em torno de um ponto de equilíbrio, devendo-se avaliar também a questão da estabilidade fora deste, uma vez que a operação em pontos diferentes do nominal é uma característica comum na prática (REMES, 2021). A partir disto, é importante conhecer as margens de robustez que podem ser garantidas pelo respectivo controlador, sendo estas normalmente avaliadas a partir da margem de fase e margem de ganho.

Embora mais utilizadas, nem sempre altas margens de fase e de ganho podem garantir projetos robustos diante de variações paramétricas e incertezas associadas a planta, motivando a utilização de outras métricas, como é o caso do máximo pico da função sensibilidade (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

O máximo pico da função sensibilidade é definido como

$$M_s = \|S(z, \rho)\|_\infty = \sup_{\Omega \in [-\pi, \pi]} \left| \frac{1}{1 + C(e^{j\Omega}, \rho)G(e^{j\Omega}, \rho)} \right|, \quad (42)$$

podendo ser interpretada como uma métrica de robustez em malha fechada, uma vez que está relacionada com a mínima distância da curva $L_{OL}(e^{j\Omega}, \rho)$ do diagrama de Nyquist em relação ao ponto $(-1,0)$ localizado no plano complexo.

Tipicamente, para que um sistema seja considerado robusto, espera-se que M_s esteja abaixo de 2, sendo que valores superiores a 4 indicam baixo desempenho, bem como baixa robustez (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

3 METODOLOGIA E DISCUSSÃO

Neste capítulo a metodologia utilizada para a obtenção do controlador desejado através do método VRFT é apresentada, descrevendo-se as etapas e procedimentos para a coleta de dados, a estrutura do controlador proposto e as diretrizes para a escolha do modelo de referência. Os procedimentos realizados são descritos de forma a buscar uma sistematização das etapas de projeto para inversores do tipo *Half-Bridge* e *Full-Bridge*.

3.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

A estratégia de controle utilizada considera o projeto de uma única malha de tensão, sendo a coleta de dados realizada em malha aberta. Ressalta-se que o projeto considera a elaboração de um controlador digital, implicando na utilização de sinais em tempo discreto.

Para a utilização do método VRFT, é necessário inicialmente realizar-se a escolha da estrutura do controlador que se deseja aplicar. Considerando a teoria apresentada e que a solução do VRFT é obtida via mínimos quadrados, o controlador deve ser linear em seus parâmetros, sendo assim, os polos do controlador são fixos, enquanto os zeros são livres e serão determinados pela solução do problema de otimização definido em (41).

Quanto à classe de controladores, propõem-se a aplicação do proporcional-ressonante e de uma variação deste, o proporcional-ressonante com a adição de um termo avanço de fase, conforme proposta de Lorenzini (2019), de forma a agregar maior robustez ao sistema em malha fechada. Uma possível estrutura para o controlador proporcional-ressonante é

$$C_{PR}(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} k_{PR} & k_{R_1} & k_{R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z^2 - 2z \cos(\Omega) + 1} \\ \frac{1}{z^2 - 2z \cos(\Omega) + 1} \end{bmatrix}. \quad (43)$$

É possível visualizar que o controlador proporcional-ressonante possui um baixo número de parâmetros a serem estimados ($p = 3$), sendo este um aspecto interessante, dada a baixa exigência em relação à persistência de excitação do sinal de entrada, como será abordado mais a frente. Para o segundo controlador, a estrutura utilizada é a seguinte

$$C_{PR\ Av}(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} k_{PR} & k_{R_1} & k_{R_0} & k_{Av} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z^2 - 2z \cos(\Omega) + 1} \\ \frac{1}{z^2 - 2z \cos(\Omega) + 1} \\ \frac{z}{z - p_c} \end{bmatrix}, \quad (44)$$

onde p_c é o polo do termo referente ao avanço de fase, sendo este posicionado em um múltiplo do período de amostragem em relação à frequência de Nyquist. Neste caso, p_c foi fixado em $f_a/5$, uma vez que ainda é suficientemente rápido e atuante, já que $f_a/2$ representa a frequência limite de atuação. E ainda, como se trata de um avanço de fase, o polo deve estar numa frequência

superior ao zero. O zero do avanço, por sua vez, é o parâmetro livre a ser descoberto pelo VRFT, restando-se um total de quatro parâmetros a serem estimados ($p = 4$).

A fixação do polo referente ao avanço nesta frequência suficientemente alta, próxima da frequência de Nyquist, mantém o controlador linearmente parametrizável, facilitando a identificação dos parâmetros. Caso contrário, se o polo fosse deixado livre, o controlador deixaria de ser linearmente parametrizável, isto é, não poderia ser reescrito na forma $C_{PR Av}(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z)$.

3.2 EXPERIMENTO PARA COLETA DE DADOS

A escolha do sinal de excitação para a coleta de dados depende diretamente do ponto de operação do sistema e do número de modos que se deseja excitar, os quais são dependentes do número de parâmetros a serem estimados. Assim, quanto menor o número de parâmetros p a serem encontrados, menor a exigência em relação ao sinal de entrada $u(k)$ utilizado para a realização do experimento. Garante-se que o sinal é suficientemente informativo se a persistência de excitação deste é maior ou igual a p , isto é, se o sinal possui p componentes espectrais não nulas, onde p é o número de parâmetros do controlador a serem identificados (LJUNG, 1999).

A partir das definições apresentadas, optou-se por utilizar um sinal PRBS (*Pseudorandom Binary Sequence*), também conhecido como sequência binária pseudoaleatória, sendo bastante popular devido a facilidade no processo de aplicação. Este tipo de sinal possui apenas dois níveis possíveis, sendo estes $+V$ e $-V$, de modo que o sinal permanece em um dos níveis por, pelo menos, um período fixo, sendo que a cada período existe uma probabilidade de 50% de que ele se mantenha ou não no mesmo estado (AGUIRRE, 2007).

Dentre as principais vantagens de um sinal PRBS, destacam-se suas características próximas de um sinal aleatório, podendo ser gerado a partir de uma lógica simples e de fácil implementação. Devido a esta proximidade com os sinais aleatórios, o sinal PRBS possui grande persistência de excitação, isto é, possui um grande número de componentes espectrais não nulas.

3.3 DIRETRIZES PARA A ESCOLHA DO MODELO DE REFERÊNCIA

Ao se realizar o projeto de um controlador através de um modelo de referência, o projetista busca através de um algoritmo determinar o respectivo controlador capaz de satisfazer a relação entre entrada e saída desejada em malha fechada.

$$T_d(z) = \frac{y(z)}{r(z)}. \quad (45)$$

Sendo assim, a obtenção de um controlador que implica no comportamento desejado não necessariamente garante a estabilidade interna do sistema. De tal modo, as diretrizes apresentadas a seguir buscam guiar o usuário na escolha de um modelo de referência de forma segura e com a performance desejada (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Conforme já apresentado anteriormente, o controlador desejado é obtido através da seguinte relação no controle por modelo de referência

$$C_d(z) = \frac{T_d(z)}{G(z)(1 - T_d(z))}. \quad (46)$$

A causalidade do controlador é a primeira diretriz a ser seguida. Note que a causalidade é definida a partir do grau relativo do controlador, de modo que este não pode ser negativo. Além disso, pela equação acima é notável que o grau relativo do controlador depende diretamente da diferença entre o grau relativo do modelo de referência e o grau relativo da planta. Portanto, para que o controlador seja causal, é necessário que o modelo de referência apresente grau relativo igual ou superior ao grau relativo da planta $G(z)$. Assim, é necessário um conhecimento mínimo do processo.

Outro ponto importante na escolha do modelo de referência é a atenção aos zeros de fase não mínima da planta. Note que se a planta possui zeros de FNM, então o controlador desejado por consequência irá possuir em seus polos estes zeros da planta, implicando em um controlador internamente instável. Neste sentido, se o modelo de referência possuir os zeros de fase não mínima da planta, o controlador obtido será causal. Esta é a segunda principal diretriz para a escolha do modelo de referência. Ambas as diretrizes citadas são apresentadas em (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Ressalta-se que o modelo de referência escolhido deve apresentar ganho unitário e fase nula na frequência desejada, sendo essa usualmente 50 Hz ou 60 Hz.

3.3.1 Considerações sobre a função transferência discreta dos inversores *Half-Bridge* e *Full-Bridge*

De modo a verificar o grau relativo que será utilizado no modelo de referência, definido mais a frente, realiza-se nesta seção uma rápida análise das características da função transferência discreta que representa os inversores do tipo *Half-Bridge* e *Full-Bridge*.

Conforme já apresentado, a função transferência de um filtro LC no domínio contínuo é dada por uma estrutura de segunda ordem com dois polos e nenhum zero

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + s \frac{1}{R_o C_f} + \frac{1}{L_f C_f}}. \quad (47)$$

Considerando que os inversores do tipo *Half-Bridge* e *Full-Bridge* possuem um comportamento que pode ser aproximado por uma $G(s)$ de segunda ordem sem zero, isto é, que os polos são definidos a partir da função transferência do filtro de saída, neste caso um filtro LC. Então, resta estabelecer a relação entre a função transferência no domínio contínuo e no domínio discreto.

Em Astrom e Wittenmark (1997) e Franklin, Powell e Workman (1997) é apresentado o equivalente discreto de uma planta de segunda ordem sem zeros. De maneira simples, uma

função transferência contínua com dois polos e nenhum zero resulta em uma função transferência discreta com dois polos e um zero de fase mínima

$$G(z) = \frac{(z - \lambda)}{(z - p_{G_1})(z - p_{G_2})}, \quad (48)$$

onde λ é o zero de fase mínima, enquanto p_{G_1} e p_{G_2} são os polos, caracterizando um grau relativo unitário e a ausência de zeros de FNM.

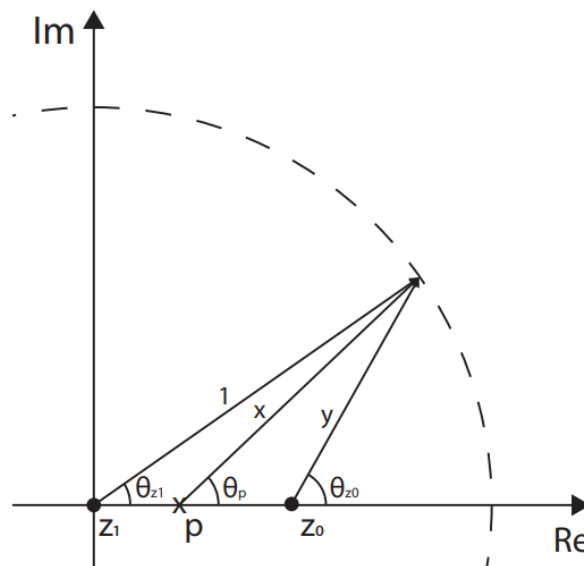
Por fim, com o conhecimento mínimo obtido acerca do grau relativo das plantas discretas para inversores do tipo *Half-Bridge* e *Full-Bridge*, prossegue-se nas seções seguintes para o passo de escolha do modelo de referência $T_d(z)$.

3.3.2 Abordagem geométrica para a obtenção do modelo de referência

A abordagem geométrica para obtenção do modelo de referência é inicialmente apresentada em Corleta (2015), sendo utilizada posteriormente em Ramos (2020) e Beal (2021).

De maneira simples, a definição do modelo de referência através deste método baseia-se no cálculo das contribuições de fase e módulo na frequência desejada conforme a Figura 9. A contribuição de fase é dada pela diferença da contribuição de fase gerada pelos zeros e pelos polos. Deste modo, a partir de parâmetros dinâmicos, como tempo de acomodação e *overshoot*, define-se a localização de n polos reais em um mesmo ponto.

Figura 9 – Diagrama para obtenção da contribuição de fase e módulo dos polos e zeros na frequência desejada



Fonte: (CORLETA, 2015).

Conforme definido por Corleta (2015) e posteriormente replicado por Ramos (2020) e Beal (2021), um dos zeros é posicionado na origem do plano z , enquanto $n - 2$ zeros são determinados de modo a igualar a contribuição de fase gerada pelos polos na frequência escolhida.

Por último, considerando as contribuições em módulo dos polos e zeros, determina-se o ganho do modelo de referência que resulta em um ganho unitário na frequência de interesse.

Em virtude da utilização de um modelo de referência com 4 polos e 3 zeros em Corleta (2015), Ramos (2020) e Beal (2021), há maior complexidade no processo de definição da dinâmica desejada e por consequência determinar a localização dos n polos deixa de ser um procedimento trivial.

A seguir são exploradas algumas possibilidades de modelos de referência não abordadas nos trabalhos citados, buscando-se sistematizar os procedimentos, e ainda, analisando-se a possibilidade da utilização de funções de menor ordem. De maneira contrária ao modelo de quarta ordem apresentado, a utilização de um modelo de referência de menor ordem traz maior simplicidade ao processo de escolha da localização dos polos com base em uma dinâmica desejada. Assim, na seção seguinte busca-se realizar contribuições neste aspecto, avaliando-se a possibilidade da utilização de um modelo de primeira ou segunda ordem.

3.3.3 Definição de um modelo de referência de segunda ordem

Uma vez que as topologias elementares de inversores apresentadas no Capítulo 2 podem ser caracterizadas por modelos discretos de segunda ordem com um zero de fase mínima, a utilização de um modelo de referência com grau relativo unitário é suficiente para atender tal condição. Como já apresentado, os trabalhos anteriores tinham como proposta a utilização de um modelo de referência de quarta ordem com 3 zeros, implicando em maior complexidade, principalmente no procedimento necessário para definir os polos a partir da dinâmica desejada.

Neste aspecto, busca-se nesta seção avaliar a possibilidade da utilização de modelos de referência de menor complexidade. Para isso, a estratégia utilizada considera como ponto de partida a utilização do modelo de referência mais simples possível, ou seja, um modelo de referência de primeira ordem, elevando-se a complexidade de acordo com o necessário.

Novamente, ressalta-se que o modelo de referência em questão deve atender às seguintes restrições:

- (i) Grau relativo maior ou igual a 1.
- (ii) Não possuir zeros de FNM.
- (iii) Possuir ganho unitário e fase nula na frequência de interesse.

Considerando inicialmente a utilização de polos reais para o modelo de referência. A função transferência segue a forma básica, onde n representa a respectiva ordem do modelo

$$T_d(z) = \frac{k_t(z - z_{n-1})(z - z_{n-2}) \dots (z - z_1)}{(z - p_n)(z - p_{n-1}) \dots (z - p_1)}. \quad (49)$$

Partindo de um modelo de referência de primeira ordem ($n = 1$), sem zeros e buscando-se atender à terceira restrição com $z = e^{j\Omega}$ e $\Omega = 2\pi f T_s$, sendo Ω a frequência discretizada e T_s o

período de amostragem

$$T_d(z) = \frac{k_t}{z - p_1} = 1 \leftrightarrow T_d(e^{j\Omega}) = \frac{k_t}{e^{j\Omega} - p_1} = 1, \quad (50)$$

onde $k_t, p_1 \in \mathbb{R}$. Isolando k_t , tem-se como resultado

$$k_t = e^{j\Omega} - p_1. \quad (51)$$

Nota-se que um modelo de referência de primeira ordem não é capaz de satisfazer as condições de ganho unitário e fase nula na frequência de interesse, uma vez que k_t é um número real e a relação apresentada em (51) resulta em $k_t \in \mathbb{C}$ para qualquer frequência f diferente de zero. Isto é, um modelo de primeira ordem não atende ao contexto dos inversores, uma vez que a restrição 3 não é satisfeita.

Agora, considerando uma função transferência de segunda ordem com um zero na origem do círculo unitário

$$T_d(z) = \frac{k_t z}{(z - p_1)(z - p_2)} = 1. \quad (52)$$

Verifica-se que há duas possibilidades:

- (i) Os polos podem ser definidos de forma arbitrária pelo projetista e o ganho k_t é o único grau de liberdade disponível.
- (ii) Tanto o ganho k_t quanto os polos são livres, de modo a atender à terceira restrição apresentada inicialmente.

Primeiramente, analisando-se o item i), na frequência de interesse, k_t resulta em:

$$k_t = (z - p_1)(z - p_2) = e^{(2j\Omega)} - e^{j\Omega}(p_1 + p_2) + p_1 p_2 \quad (53)$$

e a solução recai no mesmo problema encontrado para o modelo de primeira ordem, onde $k_t \in \mathbb{C}$ para qualquer frequência f diferente de zero, invalidando a primeira possibilidade.

A segunda possibilidade entra em conflito com uma das justificativas utilizadas para a busca por um modelo de referência de menor ordem, que é a possibilidade de definir os polos de maneira mais simples através da dinâmica desejada. Como os polos seriam fixos e não poderiam ser definidos de maneira arbitrária, então essa possibilidade constitui uma alternativa que não é interessante.

Voltando ao modelo de referência de segunda ordem, desta vez com o zero a ser fixado fora da origem

$$T_d(z) = \frac{k_t(z - z_1)}{(z - p_1)(z - p_2)} = 1. \quad (54)$$

Considerando $z = e^{j\Omega}$ e que p_1 e p_2 são definidos pelo projetista

$$k_t(z - z_1) = (z - p_1)(z - p_2) \leftrightarrow k_t(e^{j\Omega} - z_1) = (e^{j\Omega} - p_1)(e^{j\Omega} - p_2) \quad (55)$$

onde k_t e z_1 são as variáveis de interesse a serem determinadas. Utilizando da relação $e^{j\Omega} = \cos(\Omega) + j \sin(\Omega)$, a equação anterior resulta em duas parcelas, sendo uma advinda da parte real e uma da parte imaginária, apresentadas nas equações (56) e (57), respectivamente.

$$k_t \cos(\Omega) - k_t z_1 = \cos(2\Omega) - \cos(\Omega)(p_1 + p_2) + p_1 p_2 \quad (56)$$

$$k_t \sin(\Omega) = \sin(2\Omega) - \sin(\Omega)(p_1 + p_2) \quad (57)$$

Novamente, assume-se que p_1 e p_2 são definidos pelo projetista de forma arbitrária. Deste modo, a equação (57) possui como incógnita apenas o ganho k_t , que pode ser determinado através de

$$k_t = \frac{\sin(2\Omega) - \sin(\Omega)(p_1 + p_2)}{\sin(\Omega)}. \quad (58)$$

A posição do zero z_1 é posteriormente determinada com o valor de k_t

$$z_1 = \frac{k_t \cos(\Omega) - \cos(2\Omega) + \cos(\Omega)(p_1 + p_2) - p_1 p_2}{k_t}. \quad (59)$$

Com k_t e z_1 determinados, resta definir a abordagem que será utilizada para definir a posição dos polos reais p_1 e p_2 .

Propõe-se a escolha dos polos com base na dinâmica da planta em malha aberta, obtida a partir do experimento de coleta de dados. Assim, considerando inicialmente a utilização de polos reais, p_1 será determinado a partir de

$$p_1 = \exp\left(-\frac{4T_s}{t_{so}(1 - 0,01x\%)}\right) \quad (60)$$

onde t_{so} é o tempo de acomodação da planta em malha aberta e $x\%$ indica o quão mais rápido se deseja o tempo de acomodação do modelo de referência em relação ao tempo de acomodação inicial da planta. Já o polo p_2 pode ser definido de modo que p_1 seja dominante, isto é p_2 possui uma dinâmica n vezes mais rápida, sendo este valor usualmente maior ou igual a 4.

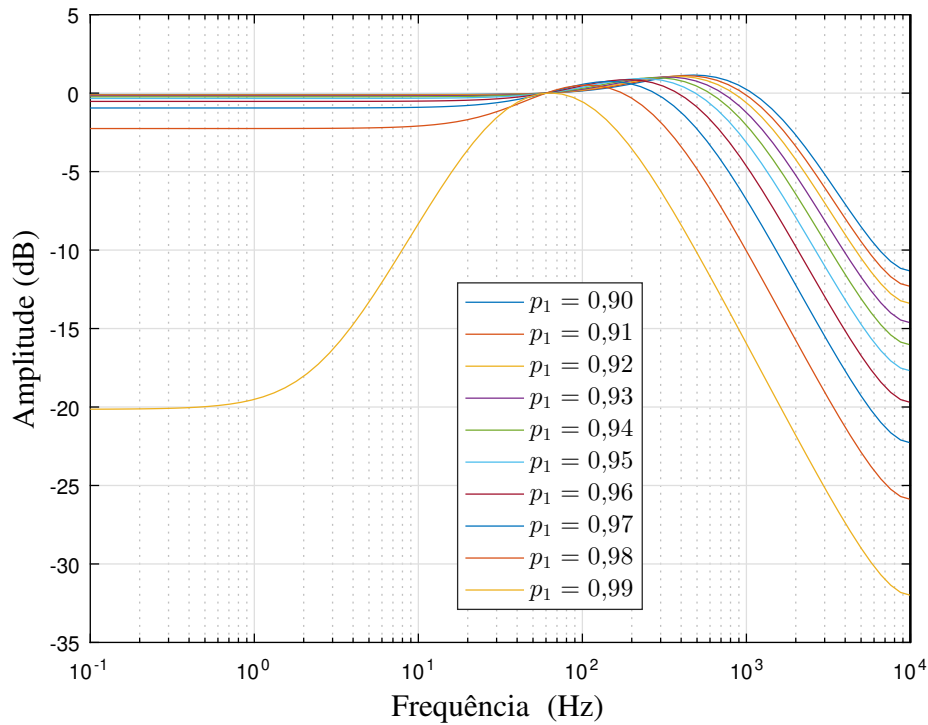
$$p_2 = p_1^n \quad (61)$$

De modo a avaliar os possíveis modelos de referência a serem utilizados, optou-se por avaliar a resposta em frequência destes, variando-se p_1 com um passo de 0,01 no intervalo [0,9 0,99], enquanto $p_2 = p_1^4$. O ganho k_t e o zero z_1 obedecem às equações apresentadas anteriormente e são definidos de modo que o modelo de referência apresente ganho unitário e fase nula na frequência de interesse, sendo utilizado neste exemplo $f = 60$ Hz e $T_s = 50$ μ s.

A Figura 10 apresenta os resultados obtidos, nos quais nota-se que o comportamento obtido a partir de $p_1 = 0,97$ traz dois diferentes problemas. O primeiro deles é o baixo ganho cc, o qual implica em uma resposta pobre para baixas frequências. O segundo problema está relacionado com a exigência imposta ao VRFT para valores de M_s muito próximos de 1 conforme apresentado na Tabela 4, os quais não são alcançáveis na prática, implicando em respostas que podem divergir do esperado, resultando muitas vezes até em instabilidade.

Analisando o modelo de referência de segunda ordem proposto e as respostas apresentadas na Figura 10, nota-se que p_2 está localizado sempre em frequências superiores a p_1 . Da mesma maneira, p_1 localiza-se sempre em frequências superiores ao zero z_1 , caracterizando uma resposta com ganho inicial constante, seguido por uma subida e posterior descida.

Figura 10 – Resposta em frequência do modelo de referência em função de p_1 e p_2 reais



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Tabela 4 – Valores obtidos para a margem de robustez M_s para cada um dos modelos de referência com polos reais

p_1	M_s	p_1	M_s
0,9	1,1417	0,95	1,1130
0,91	1,1366	0,96	1,1038
0,92	1,1314	0,97	1,0894
0,93	1,1260	0,98	1,0609
0,94	1,1200	0,99	1,0012

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Dos valores apresentados para M_s e das respostas em frequência ilustradas na Figura 10, nota-se ainda que a distância em frequência entre p_1 e z_1 diminui juntamente com o valor de M_s .

De maneira simplificada, a distância em frequência entre p_1 e z_1 deve ser suficiente para que restrições exageradas em relação ao valor de M_s não sejam impostas ao VRFT, isto é, que o modelo de referência não apresente um valor muito próximo ou igual a 1 para M_s .

De modo a contornar os problemas apresentados quando $p_1 \geq 0,97$ e buscando-se aumentar a distância em frequência entre os polos e o zero do modelo de referência, propõe-se verificar a utilização de polos complexos para o mesmo.

Considerando a utilização de polos complexos conjugados, é estabelecido o procedimento de definição do raio destes de forma similar ao adotado para os polos reais, ou seja, com base no tempo de acomodação da planta em malha aberta

$$p_1 = \exp\left(-\frac{4T_s}{t_{so}(1-0,01x\%)}\right) \cdot \exp(j \cdot \theta), \quad (62)$$

onde θ é o ângulo em radianos do polo complexo.

Note que o primeiro termo do produto representa o raio destes polos complexos, enquanto o segundo termo está relacionado com o ângulo. O segundo polo, complexo conjugado de p_1 , é dado por

$$p_2 = \bar{p}_1 = \exp\left(-\frac{4T_s}{t_{so}(1-0,01x\%)}\right) \cdot \exp(-j \cdot \theta). \quad (63)$$

A Figura 11 apresenta um conjunto de modelos de referência, conforme a variação do raio dos polos, dado por $r_1 = r_2 = |p_1| = |p_2|$ no intervalo $[0,9 \ 0,99]$ e considerando de maneira arbitrária $\theta = 0,075$ rad. O ganho k_t e o zero z_1 são novamente definidos de acordo com o equacionamento apresentado, buscando-se ganho unitário e fase nula na frequência de interesse.

Conforme as respostas em frequência apresentadas na Figura 11, verifica-se que a utilização de um modelo de referência de segunda ordem com polos complexos conjugados implica em maiores picos na resposta em frequência. Em relação aos valores respectivos a margem de robustez M_s , a Tabela 5 apresenta os valores obtidos.

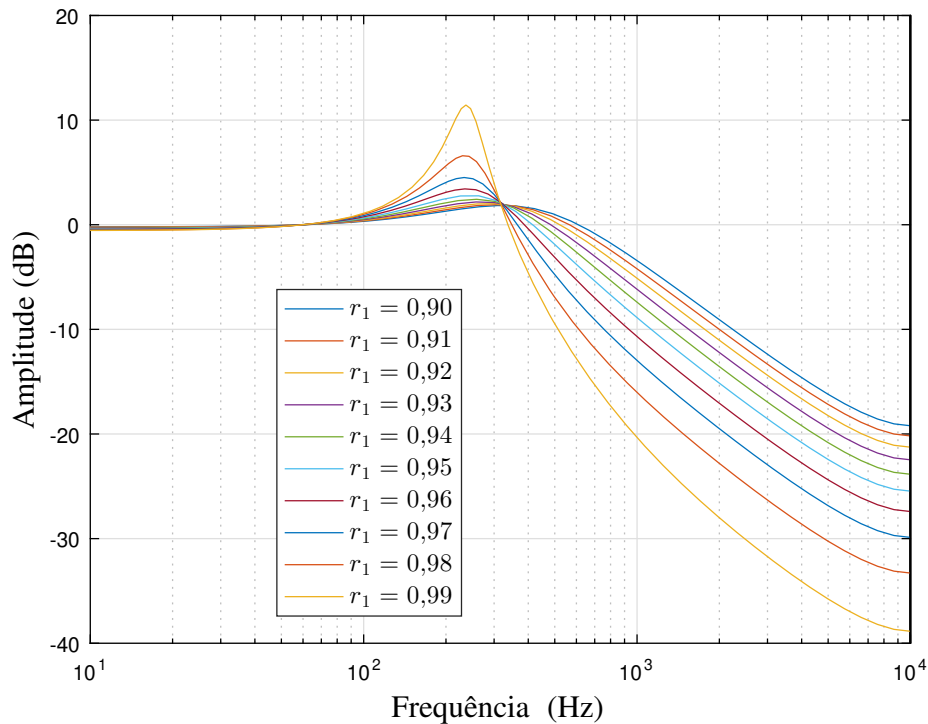
Tabela 5 – Valores obtidos para a margem de robustez M_s para cada um dos modelos de referência com polos complexos

r_1	M_s	r_1	M_s
0,9	1,1976	0,95	1,3052
0,91	1,2170	0,96	1,5021
0,92	1,2385	0,97	1,6550
0,93	1,2613	0,98	2,0950
0,94	1,2841	0,99	3,6643

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Portanto, além do aumento do máximo pico na resposta em frequência da $T_d(z)$, a inserção de polos complexos conjugados no modelo de referência implica também no aumento do valor de M_s , ou seja, há uma diminuição da robustez exigida através do modelo de referência ao VRFT. Verifica-se também que o ganho cc está próximo de 0 dB. Assim, ambos os problemas apresentados anteriormente para o modelo de referência com polos reais são resolvidos, embora haja um custo associado a robustez, que neste caso é menor se comparada ao modelo de referência com polos reais.

Figura 11 – Resposta em frequência do modelo de referência com polos complexos conjugados



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Dadas as análises realizadas para os modelos de referência com polos reais e com polos complexos, são traçadas as seguintes diretrizes:

- Se o raio dos polos da planta que se deseja controlar forem inferiores a 0,97, recomenda-se a utilização de um modelo de referência de segunda ordem com polos reais, onde p_1 é dominante e definido com base em t_{so} , enquanto $p_2 = p_1^n$.
- Para polos iguais ou superiores a 0,97, de modo a evitar os problemas apresentados com a utilização de polos reais, recomenda-se a utilização de um modelo de referência de segunda ordem com polos complexos conjugados, ao custo de uma menor robustez.

Como não foi traçada nenhuma diretriz para a definição do ângulo θ , anteriormente escolhido de forma arbitrária, busca-se na seção seguinte avaliar qual valor representa a melhor escolha para o mesmo, baseando-se na margem de robustez M_s resultante da aplicação do VRFT em um conjunto de plantas.

3.3.4 Definição do ângulo θ para o modelo de referência de segunda ordem com polos complexos

De modo a avaliar a melhor escolha para o ângulo θ , isto é, o ângulo referente aos polos complexos do modelo de referência, considera-se um conjunto de plantas de segunda ordem com

polos complexos conjugados e um zero de fase mínima, onde cada planta deste conjunto pode representada por

$$G(z) = \frac{(z - \lambda)}{(z - p_{G_1})(z - p_{G_2})}. \quad (64)$$

A partir da variação dos parâmetros λ , r_p e ϕ , onde r_p e ϕ representam o raio e o ângulo dos polos complexos da planta $G(z)$, busca-se obter diferentes plantas que representem a dinâmica dos inversores abordados neste trabalho. A variação dos parâmetros, por sua vez, é realizada da seguinte forma:

- O zero de fase mínima, λ , é variado de forma linear conforme $\lambda = e^x$, dado que $x \in [-1,025; -0,2; -0,025]$, resultando em 6 diferentes valores no intervalo $[0,3588 \ 0,9753]$;
- O raio dos polos complexos possui cinco diferentes valores, sendo os mesmos $[0,9725 \ 0,975 \ 0,98 \ 0,985 \ 0,99]$;
- O ângulo ϕ em radianos possui sete diferentes valores, sendo estes $[0,025 \ 0,05 \ 0,1 \ 0,2 \ 0,4 \ 0,8 \ 1,5708]$, resultando em polos presentes em praticamente todo o lado direito do círculo unitário.

Ressalta-se que, devido ao objetivo desta análise, que é verificar o valor de θ que resulta em uma maior margem de robustez M_s em malha fechada, foram utilizados apenas polos com raios superiores a 0,97 para a planta $G(z)$, dado que conforme definido na Seção 3.3.3, recomenda-se a utilização de um modelo de referência com polos complexos apenas caso os polos da planta estejam localizados acima de 0,97.

A variação dos parâmetros da planta genérica conforme descrito acima resulta em $6 \times 5 \times 7 = 210$ combinações, que por consequência representam 210 diferentes plantas. Para cada uma destas plantas, considera-se a utilização do modelo de referência com polos complexos proposto, com $x\%$ variando no intervalo $[0,05 \ 0,4]$, constituindo um total de $210 \times 8 = 1680$ aplicações do método VRFT. Note ainda que, são aplicados ambos os controladores propostos, resultando no dobro de dados resultantes a serem analisados.

Neste ponto, busca-se realizar uma análise e comparar os resultados advindos de cada um dos possíveis ângulos θ a serem utilizados no modelo de referência $T_d(z)$. Deste modo, serão adotados quatro diferentes valores para o ângulo θ em questão, sendo eles $[0,025 \ 0,050 \ 0,075 \ 0,1]$. A motivação para escolha destes ângulos em específico advém da necessidade de valores maiores de amortecimento para o modelo de referência $T_d(z)$, implicando em maior robustez (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

Como os resultados são numerosos, é utilizada a ferramenta *boxplot*¹, a qual permite

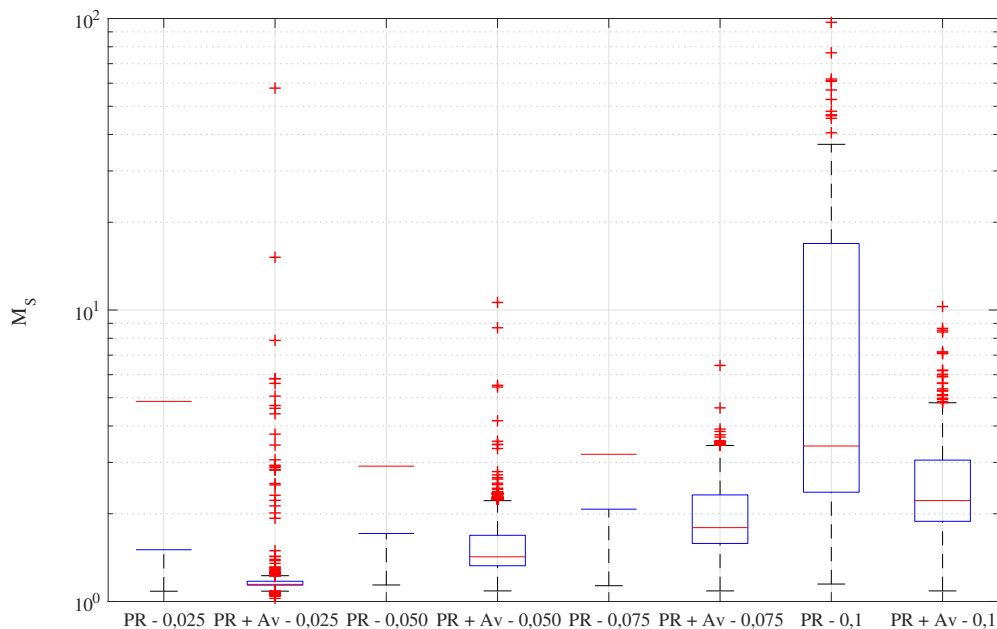
¹ A linha preta inferior indica o valor mínimo obtido, de modo que 25% das amostras estão localizadas entre ela e a linha de início da caixa azul (primeiro quartil). A linha vermelha indica a mediana ou segundo quartil, abrangendo 50% das amostras. Por fim, a linha que demarca o fim da caixa indica o terceiro quartil ou 75% das amostras, restando apenas a linha preta superior que indica o valor máximo. Todos os demais pontos denotados em vermelho por + representam os *outliers*, isto é, valores atípicos.

verificar rapidamente a mediana da margem de robustez M_s respectiva a cada ângulo θ e os respectivos *outliers* em cada caso, isto é, valores atípicos que apresentam grande afastamento dos demais.

Portanto, a Figura 12 apresenta a comparação da margem de robustez M_s obtida para os controladores proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase, para cada um dos quatro diferentes valores referentes ao ângulo θ dos polos complexos presentes no modelo de referência. A Tabela 6 apresenta um resumo dos dados obtidos através da figura ilustrada, onde:

- PR - Representa o controlador proporcional-ressonante puro;
- PR + Av - Representa o controlador proporcional-ressonante com a adição do termo avanço de fase;
- PR - θ - Representa o controlador PR e o respectivo ângulo em radianos utilizado para os polos do modelo de referência $T_d(z)$;
- PR + Av - θ - Representa o controlador PR com avanço de fase e o respectivo ângulo em radianos utilizado para os polos do modelo de referência $T_d(z)$.

Figura 12 – Análise da margem de robustez M_s para ambos os controladores com diferentes valores de θ utilizando a ferramenta *Boxplot*



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Ressalta-se que, além da mediana, a Tabela 6 apresenta também o número total de casos onde M_s é superior a 4 para cada caso, isto é, casos que indicam baixa robustez.

Tabela 6 – Resumo do *boxplot* obtido para a margem de robustez M_s

M_s	PR - 0,025	PR + Av - 0,025	PR - 0,050	PR + Av - 0,050
Mediana	4,8574	1,1447	2,9129	1,4234
Outliers > 4	875	100	772	43
<hr/>				
M_s	PR - 0,075	PR + Av - 0,075	PR - 0,1	PR + Av - 0,1
Mediana	3,1987	1,7921	3,4152	2,2194
Outliers > 4	703	12	715	150

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Do *boxplot* apresentado na Figura 12 e da Tabela 6, observa-se os seguintes pontos:

- O número de valores onde M_s é superior a 4 atinge o valor mínimo para ambos os controladores em $\theta = 0,075$ rad, indicando que neste ângulo o número de resultados que apresentam baixa robustez é menor em relação aos demais ângulos.
- Apesar de apresentar um maior número de valores onde M_s é superior a 4 se comparado com $\theta = 0,075$ rad, em $\theta = 0,05$ rad há menor dispersão dos valores de M_s para o controlador proporcional-ressonante com avanço de fase, isto é, a caixa está localizada em um intervalo menor se comparado a $\theta = 0,075$ rad.
- Em relação ao controlador proporcional-ressonante, a análise não permite levar a conclusões, uma vez que apesar da diminuição do número de valores onde M_s é superior a 4 para $\theta = 0,075$, há também um aumento da mediana.

Portanto, em virtude dos pontos citados acima, optou-se por recomendar um intervalo para a definição de θ , sendo $\theta \in [0,05 ; 0,075]$, ficando a decisão por conta do projetista.

3.4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE E O CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE COM AVANÇO DE FASE

A análise apresentada a seguir segue os procedimentos e definições apresentadas na seção 3.3.4. No entanto, neste ponto o foco da análise será na comparação entre a margem de robustez M_s e o custo J_{MR} resultantes das duas classes de controladores propostas, proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase.

Como o foco é cobrir o maior número de plantas possíveis na análise, a variação dos parâmetros da planta $G(z)$ é realizada da seguinte forma:

- O zero de fase mínima, λ , é variado de forma linear conforme $\lambda = e^x$, dado que $x \in [-1,025; -0,2; -0,025]$, resultando em 6 diferentes valores no intervalo $[0,3588 ; 0,9753]$;
- O raio dos polos é definido a partir de uma variação logarítmica, onde $r_p = e^{\log_{10}(y)}$, sendo $y \in [0,2 ; 0,98]$, resultando em 40 diferentes valores localizados no intervalo $[0,4971 ; 0,9913]$;

- O ângulo ϕ em radianos possui sete diferentes valores, sendo estes [0,025 0,05 0,1 0,2 0,4 0,8 1,5708], resultando em polos presentes em praticamente todo o lado direito do círculo unitário.

A variação dos parâmetros da planta genérica conforme descrito acima resulta em $6 \times 40 \times 7 = 1680$ combinações, que por consequência representam 1680 diferentes plantas. Para cada uma destas plantas, considera-se a utilização do modelo de referência proposto, com $x\%$ variando no intervalo [0,05 0,4], constituindo um total de $1680 \times 8 = 13440$ aplicações do método VRFT. Novamente, são aplicados ambos os controladores propostos, resultando no dobro de dados resultantes a serem analisados.

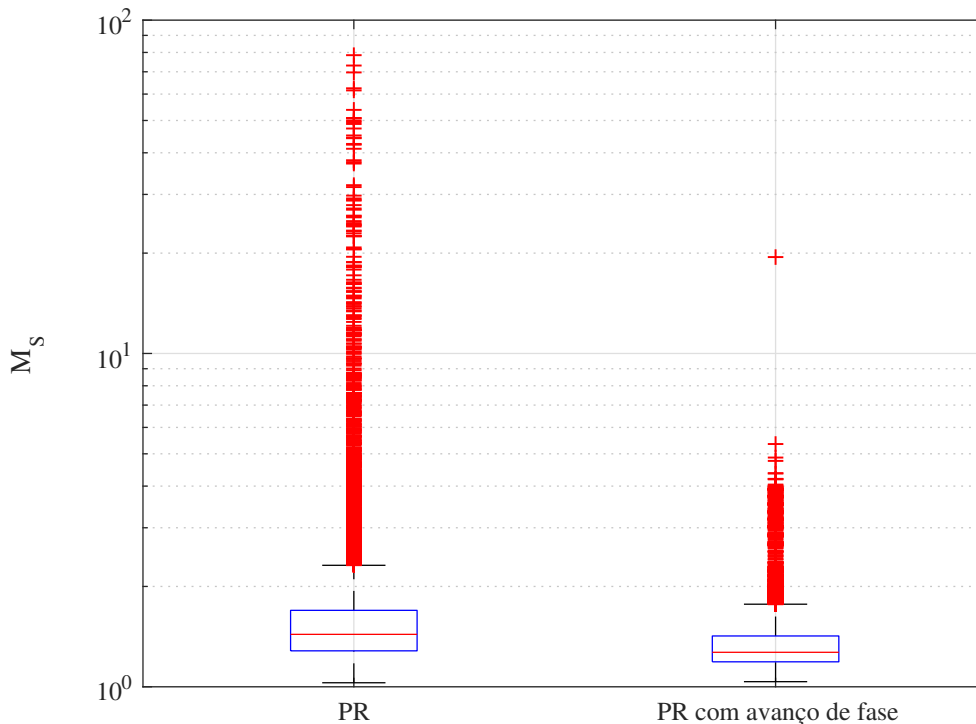
A definição do modelo de referência segue as diretrizes apresentadas nas seções anteriores, de modo que:

- Se o raio dos polos da planta que se deseja controlar forem inferiores a 0,97, utiliza-se um modelo de referência de segunda ordem com polos reais, onde p_1 é dominante e definido com base em t_{so} , enquanto $p_2 = p_1^n$.
- Para polos iguais ou superiores a 0,97, de modo a evitar os problemas apresentados com a utilização de polos reais, é utilizado um modelo de referência de segunda ordem com polos complexos conjugados, considerando $\theta = 0,075$ rad.

A Figura 13 apresenta a comparação da margem de robustez M_s obtida para os controladores proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase. A partir da figura apresentada, pode-se estabelecer algumas afirmações acerca dos resultados obtidos para a margem de robustez M_s :

- A mediana da margem de robustez (M_s) apresentada pelo controlador proporcional-ressonante com a adição do termo avanço de fase é inferior se comparada ao controlador proporcional-ressonante, implicando em maior robustez do sistema em malha fechada na maior parte dos resultados.
- Os valores mínimo (primeiro quartil) e máximo (terceiro quartil) respectivos ao controlador proporcional-ressonante com avanço de fase são inferiores se comparados ao proporcional-ressonante, implicando em maior robustez para o PR com avanço de fase em ambos os limitantes.
- O controlador proporcional-ressonante com avanço de fase apresentou 20 *outliers* onde a margem de robustez M_s era superior a 4, enquanto o proporcional-ressonante apresentou 1001 *outliers*. Deste modo, o menor número de *outliers* onde M_s é superior a 4 indica que o controlador proporcional-ressonante com avanço de fase apresenta um menor número de casos onde a robustez é baixa se comparado ao proporcional-ressonante.

Figura 13 – Análise da margem de robustez M_s dos controladores PR e PR com avanço de fase utilizando a ferramenta *Boxplot*



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

- O controlador proporcional-ressonante com avanço de fase apresentou uma menor dispersão dos resultados se comparado ao controlador proporcional-ressonante, indicando uma maior concentração dos resultados em valores menores de M_s e implicando em maior robustez.

A Tabela 7 apresenta um resumo dos dados anteriormente ilustrados no *boxplot* para a margem de robustez M_s , de modo a fundamentar as afirmações realizadas acima.

Tabela 7 – Resumo do *boxplot* obtido para a margem de robustez M_s

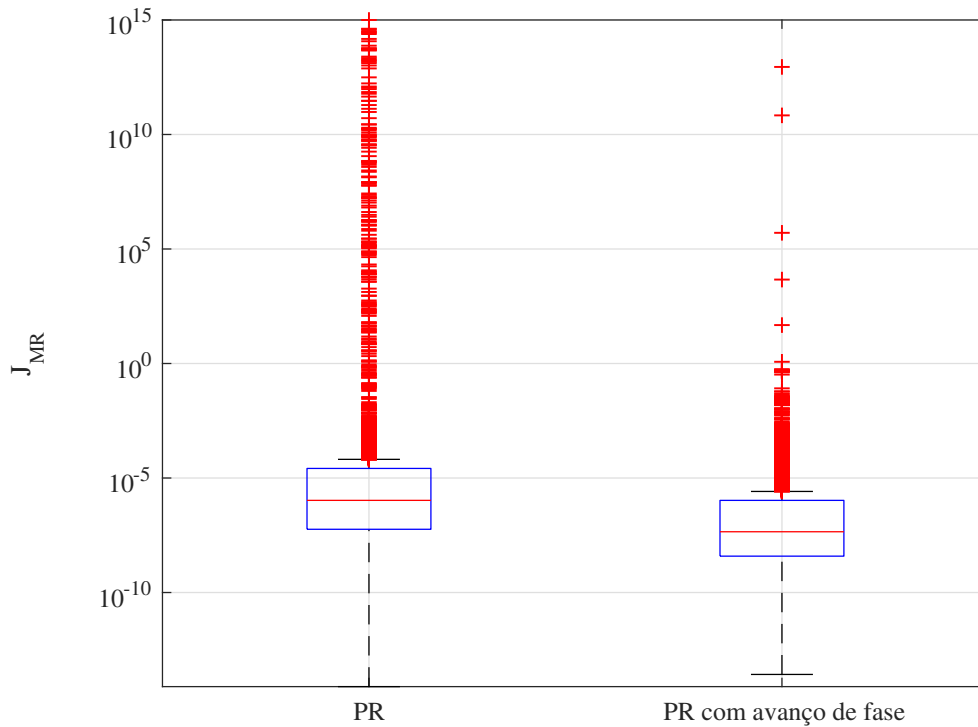
M_s	PR	PR + Av
Mediana	1,4365	1,269
Outliers > 4	1001	20

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Deste modo, considerando a análise da margem de robustez M_s para as plantas utilizadas, é possível afirmar que a adição do termo avanço de fase ao controlador proporcional-ressonante implica em um aumento da robustez do sistema em malha fechada.

Por fim, é realizada ainda uma segunda análise, entretanto desta vez em relação ao custo J_{MR}^2 obtido para cada um dos controladores, sendo apresentada na Figura 14.

Figura 14 – Análise do custo J_{MR} dos controladores PR e PR com avanço de fase utilizando a ferramenta *Boxplot*



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Em relação ao custo J_{MR} , observa-se uma diminuição na mediana referente ao controlador proporcional-ressonante com avanço de fase se comparado ao proporcional-ressonante conforme apresentado na Tabela 8, indicando que o controlador PR com avanço de fase está mais próximo da classe ideal se comparado ao controlador PR puro.

Tabela 8 – Resumo do *boxplot* obtido para o custo J_{MR}

J_{MR}	PR	PR + Av
Mediana	$1,0564 \times 10^{-6}$	$4,5022 \times 10^{-8}$
Outliers > 1	484	8

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Com base nos dados apresentados na Tabela 8 e na Figura 14, são observados os seguintes pontos:

² É o custo dado em função da norma-2 de um sinal $x(k)$ qualquer composto de N amostras, de modo que $J_{MR}(\rho) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [v_o(k, \rho) - T_d(z)r(k)]^2$.

- A mediana do custo J_{MR} apresentada pelo controlador proporcional-ressonante com avanço de fase é inferior se comparada ao controlador proporcional-ressonante, indicando maior proximidade do primeiro com a classe dos controladores ideais.
- Há uma redução significativa dos *outliers* considerando J_{MR} superior a 1 para o controlador PR com avanço de fase em relação ao PR, isto é, há uma redução dos casos onde a resposta está mais próxima da instabilidade ou é instável.

Portanto, de acordo com as análises realizadas para a margem de robustez M_s e para o custo J_{MR} resultantes da aplicação dos controladores proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase, é possível afirmar que a utilização do controlador PR com avanço de fase leva a uma maior robustez em malha fechada, e ainda, o mesmo está mais próximo da classe dos controladores ideais, resultando também em um menor custo J_{MR} para a maioria dos resultados analisados.

3.5 ESCOLHA DO PONTO DE OPERAÇÃO PARA COLETA DE DADOS NOS CONVERSORES CC-CA

Os conversores cc-ca apresentados são estruturas com dinâmica aproximadamente linear em torno do ponto de operação. Assim, ao utilizar-se o controlador projetado, o comportamento em malha fechada será semelhante ao desejado, desde que o inversor esteja operando próximo ao ponto de equilíbrio para o qual foi projetado.

Note que, a operação de qualquer conversor, incluindo os inversores, fora do ponto de operação nominal é uma característica comumente encontrada, uma vez que estes estão sujeitos a variações na alimentação e na carga, resultando em alterações em sua dinâmica.

Como estabelecer considerações acerca do ponto de operação para coleta de dados que resultaria em maior robustez requer procedimentos com alta complexidade, optou-se por escolher o ponto de operação de forma arbitrária para o processo da coleta de dados.

Deste modo, o ponto de operação escolhido consiste na seguinte configuração:

- Tensão no barramento cc nominal;
- Tensão de saída nominal;
- Carga máxima de saída equivalente a 20 % da potência nominal.

4 RESULTADOS

Neste capítulo é apresentado um estudo de caso considerando um inversor monofásico do tipo *Full-Bridge*, sendo realizada a sintonia dos controladores proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase a partir do método de controle baseado em dados VRFT. A co-simulação é realizada através dos *softwares* MATLAB/Simulink® em conjunto com o PSIM®. Os esquemáticos podem ser consultados na seção de Apêndices, de modo que os arquivos estão disponíveis em (KUPAS, 2022).

4.1 ESTUDO DE CASO - INVERSOR MONOFÁSICO *FULL-BRIDGE*

Para verificar a aplicação do modelo de referência proposto e dos controladores proporcional-ressonante e sua versão com a adição do termo avanço de fase, propõe-se a simulação e aplicação da técnica de controle apresentada em um inversor monofásico.

Na simulação é utilizado um inversor *Full-Bridge*, com potência nominal de saída de 600 W. A técnica de modulação escolhida é a PWM senoidal a dois níveis. Os demais parâmetros do inversor são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do inversor *Full-Bridge*

Descrição	Parâmetro	Valor
Potência máxima de saída	P_o	600 W
Tensão no barramento cc	v_i	300 V a 500 V
Tensão de saída nominal	$v_{o\ ef}$	127 V
Frequência de comutação do inversor	f_s	20 kHz
Frequência de amostragem	f_a	20 kHz
Frequência fundamental da tensão de saída	f	50 Hz
Frequência de corte do filtro LC	f_c	1850 Hz
Fator de amortecimento do filtro LC	ζ	0,4
Capacitância do filtro LC	C_f	4 μ F
Indutância do filtro LC	L_f	1,9 mH
Capacitância do barramento cc	C_{in}	3 mF

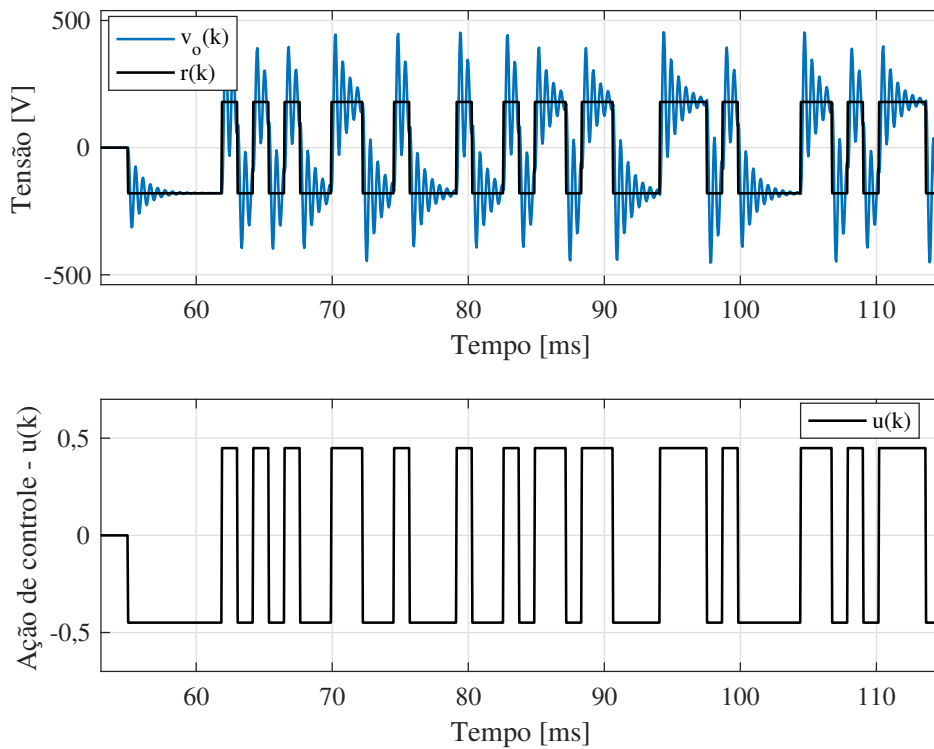
Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Além dos parâmetros apresentados acima, são consideradas ainda perdas no indutor, capacitores, diodos e transístores.

De acordo com as considerações anteriormente apresentadas na Seção 3.2, o sinal utilizado para a coleta de dados é do tipo PRBS, com um período equivalente a 1449 amostras, conforme ilustrado na Figura 15.

Para a definição do PRBS, buscou-se um sinal tal que houvesse no mínimo um trecho onde a tensão de saída acomodasse, de modo que a partir deste trecho é possível estimar o tempo de acomodação da planta.

Figura 15 – Sinal de referência PRBS, tensão de saída e ação de controle



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Assim, com base no sinal apresentado, verificou-se um tempo de acomodação t_{so} de aproximadamente 3,5 ms em malha aberta, resultando na seguinte estimativa para o raio do polo dominante da planta

$$r_p = \exp\left(\frac{-4T_s}{t_{so}}\right) \approx 0,9445. \quad (65)$$

Como o polo em questão tem seu raio estimado em um valor inferior a 0,97, utiliza-se um modelo de referência de segunda ordem com polos reais, conforme proposto, resultando nos seguintes polos para o modelo de referência com $x\% = 5\%$, isto é, um tempo de acomodação 5% mais rápido do que o inicial

$$p_1 = \exp\left(-\frac{4T_s}{t_{so}(1 - 0,01x\%)}\right) = 0,9416 \quad (66)$$

$$p_2 = p_1^4 = 0,7862. \quad (67)$$

Com os polos definidos, determina-se k_t e z_1

$$k_t = \frac{\sin(2\Omega) - \sin(\Omega)(p_1 + p_2)}{\sin(\Omega)} = 0,27198 \quad (68)$$

$$z_1 = \frac{k_t \cos(\Omega) - \cos(2\Omega) + \cos(\Omega)(p_1 + p_2) - p_1 p_2}{k_t} = 0,955. \quad (69)$$

Portanto, com os parâmetros calculados, o modelo de referência $T_d(z)$ resultante é dado por

$$T_d(z) = \frac{0,27198(z-0,955)}{(z-0,9416)(z-0,7862)}. \quad (70)$$

Em relação às classes de controladores utilizadas, é aplicado o algoritmo do VRFT para o proporcional-ressonante, definido como

$$C_{PR}(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} k_{PR} & k_{R_1} & k_{R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z^2-2z\cos(\Omega)+1} \\ \frac{1}{z^2-2z\cos(\Omega)+1} \end{bmatrix} \quad (71)$$

e para o proporcional-ressonante com avanço de fase

$$C_{PR\ Av}(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} k_{PR} & k_{R_1} & k_{R_0} & k_{Av} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z^2-2z\cos(\Omega)+1} \\ \frac{1}{z^2-2z\cos(\Omega)+1} \\ \frac{z}{z-p_c} \end{bmatrix}. \quad (72)$$

A Tabela 10 descreve os parâmetros K_{PR} , K_{R_1} , K_{R_2} e K_{Av} resultantes da aplicação do VRFT para ambas as classes de controladores apresentadas.

Tabela 10 – Parâmetros obtidos através do VRFT para os controladores proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase

Controlador	\mathbf{K}_{PR}	\mathbf{k}_{R_1}	\mathbf{k}_{R_2}	\mathbf{k}_{Av}
PR	$4,9087 \times 10^{-4}$	$4,3381 \times 10^{-4}$	$-4,0324 \times 10^{-4}$	-
PR com avanço de fase	$6,0255 \times 10^{-3}$	$7,0320 \times 10^{-4}$	$-6,8116 \times 10^{-4}$	$-4,2700 \times 10^{-3}$

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Os parâmetros apresentados acima resultam nas seguintes funções de transferência discretas para os controladores

$$C_{PR}(z, \rho) = \frac{4,9087 \times 10^{-4}(z-0,9225)(z-0,1935)}{(z^2-2z+1)} \quad (73)$$

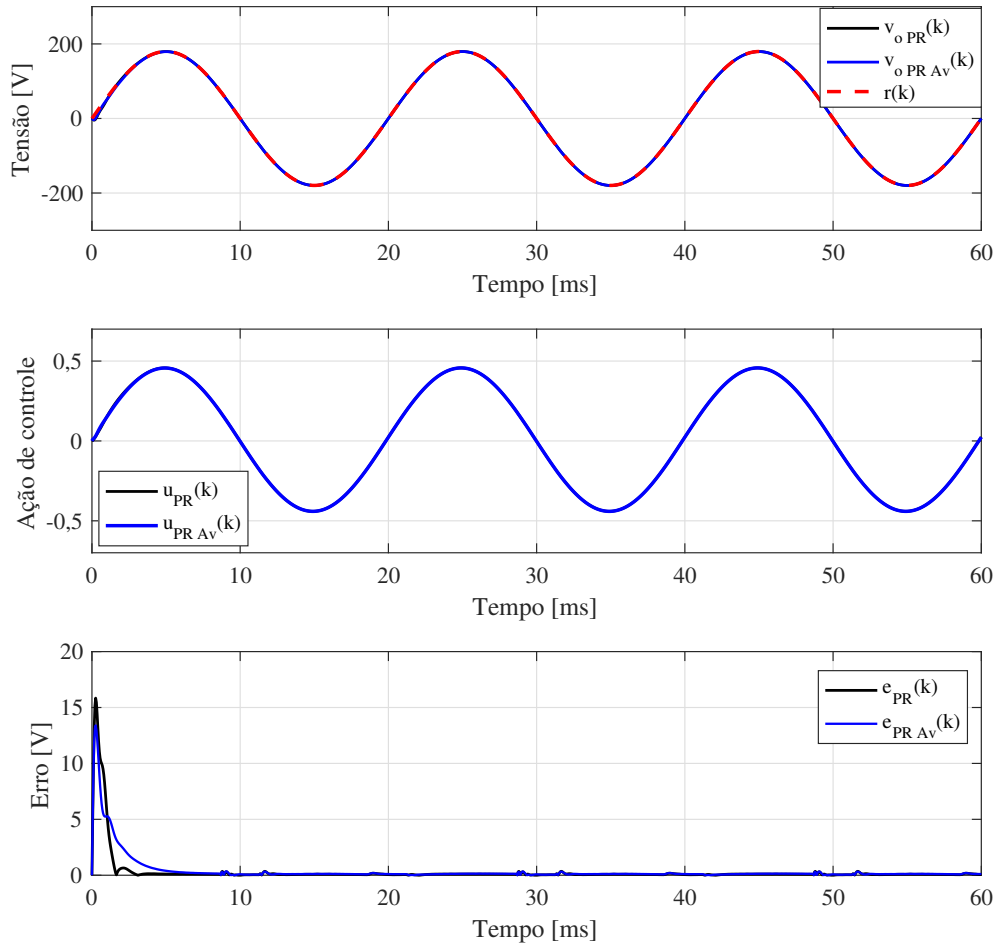
$$C_{PR\ Av}(z, \rho) = \frac{1,7555 \times 10^{-3}(z-0,9687)(z^2-1,607z+0,8944)}{(z-0,2846)(z^2-2z+1)}. \quad (74)$$

A utilização dos controladores projetados em malha fechada, resulta no comportamento apresentado na Figura 16 para a potência nominal. Verifica-se que ambos os controladores resultaram no seguimento da referência senoidal $r(k)$ proposta.

É possível ainda determinar os valores de custo J^{MR} , dados em função da norma-2 de um sinal $x(k)$ qualquer composto de N amostras (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011)

$$J^{MR}(\rho) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [v_o(k, \rho) - T_d(z)r(k)]^2. \quad (75)$$

Figura 16 – Tensão de saída em malha fechada, ação de controle e erro para ambos os controladores - 100% da carga nominal



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Para o controlador proporcional-ressonante obteve-se um custo J_{MR} igual a $0,41\ V^2$, enquanto para o proporcional-ressonante com avanço de fase o custo resultante J_{MR} foi de $0,19\ V^2$, representando um melhor desempenho deste segundo no seguimento da referência senoidal.

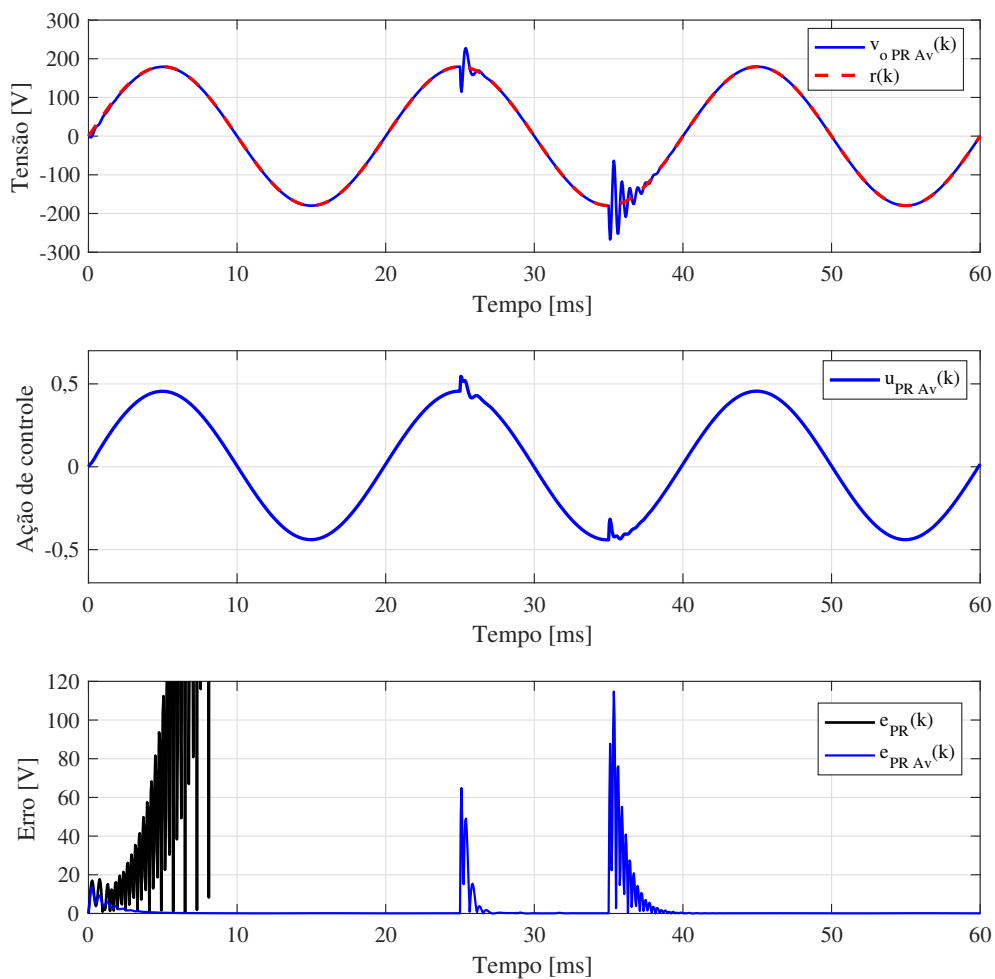
Em relação ao desempenho de ambos os controladores na potência nominal, o controlador proporcional-ressonante apresentou um tempo de acomodação $t_s\ 2\%$ de aproximadamente 2,65 ms, enquanto o proporcional-ressonante com avanço de fase resultou em um tempo de acomodação $t_s\ 2\%$ de aproximadamente 5,65 ms.

Um tempo de acomodação superior para o controlador PR com avanço de fase em relação ao PR já era inicialmente esperado, já que a premissa da adição do termo avanço de fase é buscar maior robustez. Entretanto, apesar do maior tempo de acomodação, o controlador PR com avanço de fase apresentou um menor pico no sinal de erro $e(k)$, sendo o valor máximo igual a 13,41 V,

enquanto o controlador PR puro apresentou um pico de 15,84 V.

Em seguida, é realizado o degrau de carga, conforme especificado pela IEC 62040-3/2021 e apresentado na Figura 17, isto é, inicia-se com uma carga equivalente a 20% da carga nominal, sendo realizado um degrau aditivo para 100% da carga nominal em $t = 25$ ms e posteriormente subtrativo para 20% da carga nominal em $t = 35$ ms. Ressalta-se que ambos os degraus são realizados nos picos da senoide.

Figura 17 – Tensão de saída em malha fechada, ação de controle e erro para ambos os controladores - Degrau de carga de 20% para 100% e de 100% para 20%



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

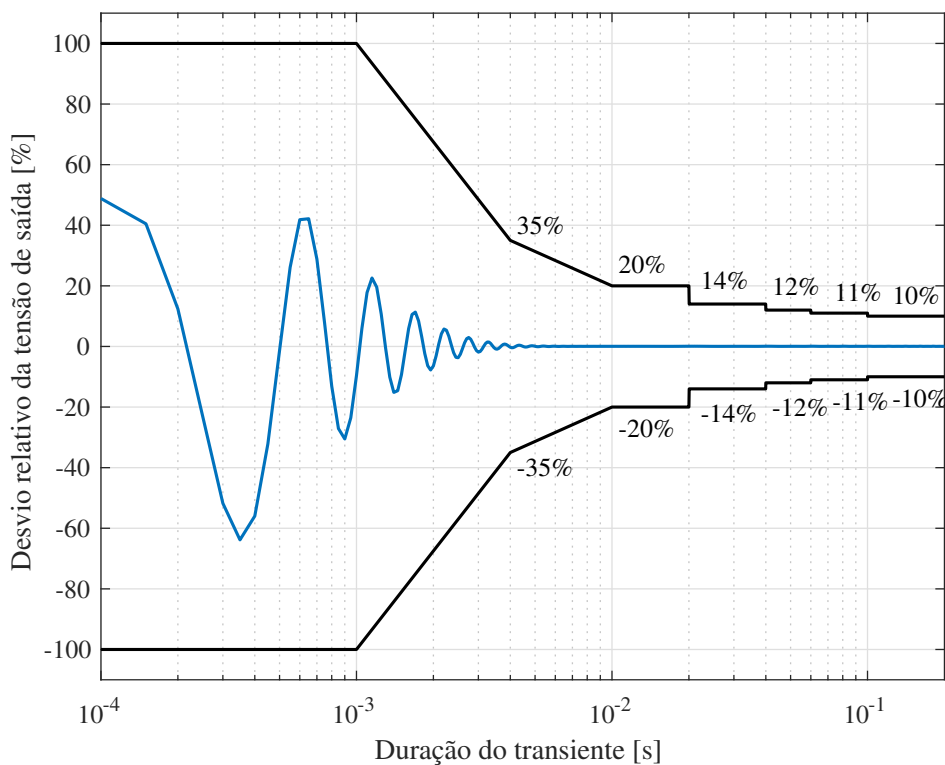
Primeiramente, destaca-se que a utilização do controlador proporcional-ressonante resultou em instabilidade para 20% da carga nominal, sendo os sinais respectivamente à tensão de saída e ação de controle retirados, de modo a facilitar a visualização das demais formas de onda. A instabilidade pode ser visualizada através do sinal de erro $e_{PR}(k)$ truncado, referente ao controlador PR, ilustrado na cor preta.

Nota-se que o maior *overshoot* na tensão de saída v_o para o controlador PR com avanço de fase ocorre no degrau subtrativo, isto é, no degrau que leva a carga de 100% da potência nominal para 20% da potência nominal. Para este degrau, o *overshoot* é de aproximadamente 114,7 V e resulta em um tempo de acomodação $t_{s\ 2\%}$ de 3,35 ms.

No degrau aditivo registra-se um *overshoot* de aproximadamente 64,88 V e um tempo de acomodação $t_{s\ 2\%}$ de 1,9 ms.

Como a pior situação em relação a tensão de saída ocorre no degrau subtrativo de carga, isto é, na passagem de 100% para 20% da potência nominal, busca-se avaliar se o transitório se enquadra na performance classe II, apresentada na Figura 5. Deste modo, a Figura 18 apresenta a análise em questão, validando a operação do inversor com o controlador proporcional-ressonante com avanço de fase projetado na performance classe II indicada conforme a IEC 62040-3/2021, uma vez que a tensão de saída v_o não atinge o envoltório proposto pela norma.

Figura 18 – Análise do degrau de carga subtrativo (100% para 20%) conforme o perfil classe II da IEC 62040-3/2021 para o controlador PR com avanço de fase



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Ressalta-se que, a resposta transitória do controlador proporcional-ressonante não foi analisada devido à instabilidade apresentada no degrau de carga realizado.

Seguindo a abordagem descrita em Remes (2021), buscando-se avaliar a robustez do sistema com o controlador PR com avanço de fase inserido, é utilizado o comando **impulseest** do MATLAB, com os sinais $e(k, \rho)$ e $r(k)$ considerando a utilização de uma carga com 20% da potência nominal. A resposta impulsiva foi obtida através de um sinal do tipo PRBS semelhante

ao sinal apresentado na Figura 15, uma vez que os procedimentos para obtenção de M_s também são baseados em dados, e portanto, as teorias apresentadas acerca da persistência de excitação são válidas. Foi utilizado ainda $M = 100$, isto é, os primeiros 100 termos da resposta impulsiva. Através dos respectivos parâmetros de Markov estimados, foi obtida a estimativa da norma H_∞ da função sensibilidade

$$M_s(\rho) = \|S(z, \rho)\|_\infty \approx 1,44. \quad (76)$$

Como o resultado obtido para M_s referente à utilização do controlador proporcional-ressonante com avanço de fase é inferior a 2, pode-se afirmar que o sistema em malha fechada obtido apresenta robustez.

Por último, busca-se ainda analisar a resposta a um degrau de tensão na fonte de entrada, ou seja, um degrau de tensão no barramento cc. Ressalta-se que todos os degraus são realizados no pico da senoide que representa a tensão de saída v_o .

No primeiro caso, ilustrado na Figura 19, admite-se que em $t = 25$ ms há um degrau aditivo de tensão, elevando a tensão do barramento cc de 400 V para 500 V, sendo posteriormente em $t = 35$ ms, aplicado um degrau subtrativo, de modo que a tensão no barramento cc retorne novamente ao valor nominal.

No primeiro degrau realizado, aditivo e localizado em $t = 25$ ms, o *overshoot* é de aproximadamente 43,73 V para o controlador PR e de 37,15 V para o controlador PR com avanço de fase, resultando em um tempo de acomodação $t_{s\ 2\%}$ de 1,95 ms para o controlador PR e em um tempo de acomodação $t_{s\ 2\%}$ de 3,25 ms para o controlador PR com avanço de fase.

Em relação ao degrau subtrativo, localizado em $t = 35$ ms, o *overshoot* é de aproximadamente 36,82 V para o controlador PR e de 31,66 V para o controlador PR com avanço de fase, resultando em um tempo de acomodação $t_{s\ 2\%}$ de 2,05 ms para o controlador PR e em um tempo de acomodação $t_{s\ 2\%}$ de 3,25 ms para o controlador PR com avanço de fase.

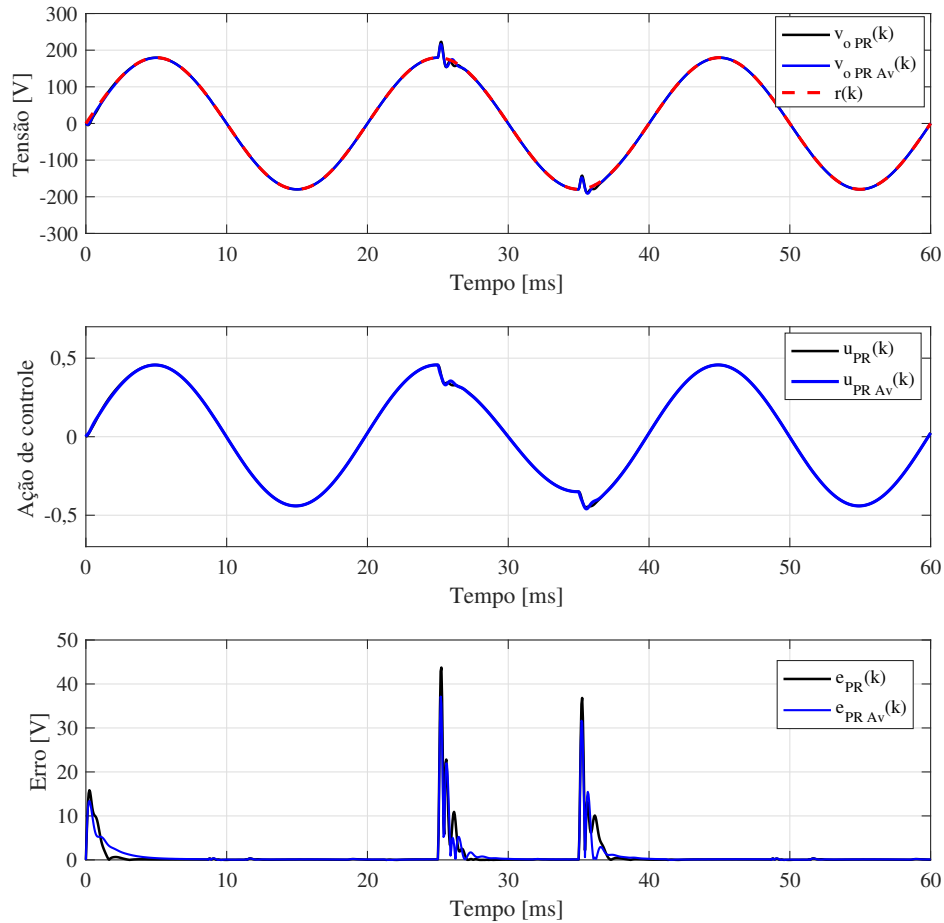
No segundo e último caso, apresentado na Figura 20, o degrau inicial em $t = 25$ ms é subtrativo, diminuindo a tensão no barramento para 300 V, sendo a mesma novamente elevada em $t = 35$ ms para 400 V.

Verifica-se em $t = 25$ ms um *overshoot* de aproximadamente 48,07 V para o controlador PR e de 42,66 V para o controlador PR com avanço de fase. Os respectivos tempos de acomodação resultantes são de 2,25 ms para o controlador PR e de 3,15 ms para o controlador PR com avanço de fase.

Em $t = 35$ ms, realiza-se novamente um degrau aditivo, de modo que a tensão no barramento cc retorna a 400 V, resultando em um *overshoot* de 61,74 V para o controlador PR e de 53,07 V para o controlador PR com avanço de fase. O tempo de acomodação obtido $t_{s\ 2\%}$ é de 2,05 ms para o controlador PR e de 2,9 ms para o controlador PR com avanço de fase. A partir dos degraus realizados, observa-se dois pontos principais:

- O tempo de acomodação $t_{s\ 2\%}$ foi inferior para o controlador proporcional-ressonante

Figura 19 – Tensão de saída, ação de controle e erro para ambos os controladores - Degrau de tensão no barramento cc de 400 V para 500 V e de 500 V para 400 V



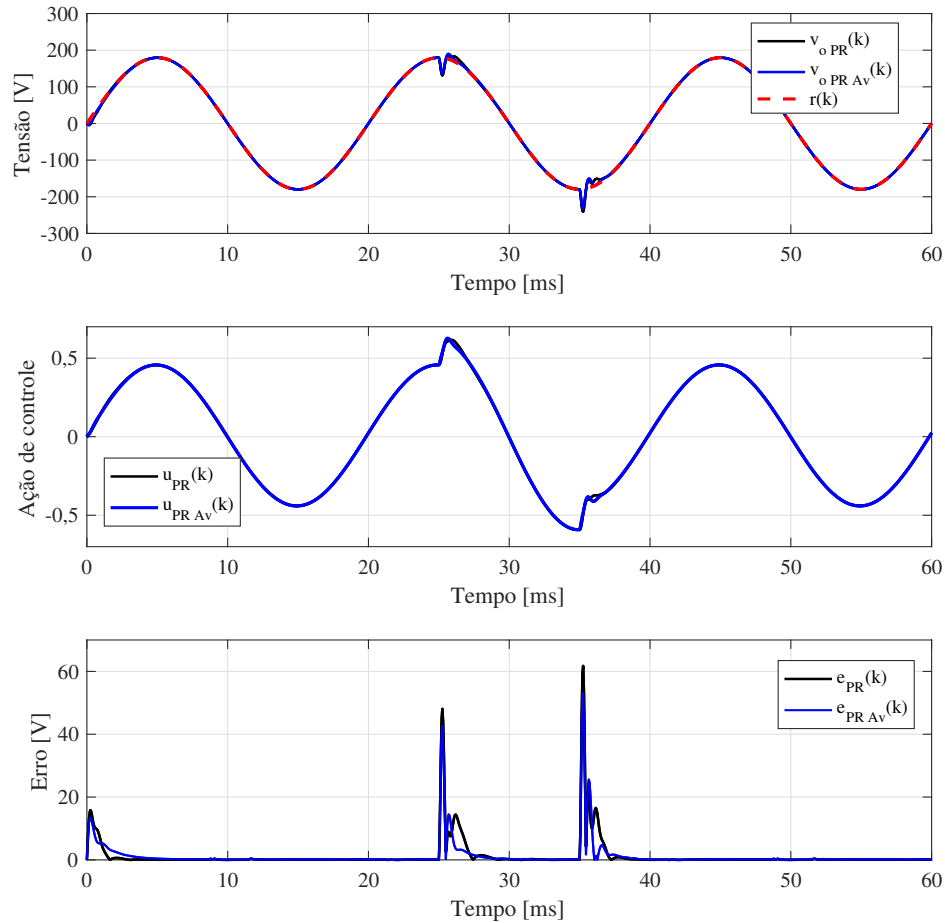
Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

em todos casos, se comparado ao tempo de acomodação do controlador proporcional-ressonante com avanço de fase.

- Os picos, isto é, o *overshoot* apresentado pelo controlador proporcional-ressonante com avanço de fase foi menor em todos os casos avaliados, se comparado ao proporcional-ressonante.

Por fim, a Tabela 11 apresenta um compilado dos parâmetros analisados referentes a norma IEC 62040-3/2021, de modo que ambos os controladores apresentam valores dentro dos intervalos admissíveis para a tensão eficaz na saída v_{o_ef} , para a THD e para as distorções harmônicas individuais (*Individual Harmonic Distortion - IHD*), considerando a utilização de carga linear na potência nominal. Ressalta-se que os valores necessários são atendidos para as demais harmônicas não apresentadas na Tabela 11, isto é, para as harmônicas de ordem superior a 9.

Figura 20 – Tensão de saída, ação de controle e erro para ambos os controladores - Degrau de tensão no barramento cc de 400 V para 300 V e de 300 V para 400 V



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Tabela 11 – Parâmetros da IEC 62040-3/2021 com 100% da carga linear para ambos os controladores projetados

Parâmetros	Valores admissíveis	PR	PR com avanço de fase
Tensão Eficaz ($v_{o\ ef}$)	$127 \pm 10\%$	126,64	126,55
THD (%)	<8	3,68	3,66
IHD ₃ (%)	<5	0,22	0,20
IHD ₅ (%)	<6	0,20	0,13
IHD ₇ (%)	<5	0,17	0,10
IHD ₉ (%)	<1,5	0,14	0,084

Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados dois diferentes controladores a serem utilizados para o controle da tensão de saída em inversores monofásicos, buscando-se o seguimento de uma referência senoidal. A partir do método de controle baseado em dados denominado VRFT, os parâmetros de ambos os controladores foram sintonizados.

Destaca-se como ponto positivo do VRFT a possibilidade de se realizar o projeto diretamente no domínio do tempo, facilitando a implementação em sistemas digitais, uma vez que esta é uma dificuldade recorrente em projetos realizados no domínio da frequência. Além disso, durante o projeto dos controladores, não há dependência direta de um modelo matemático dos conversores abordados, embora, seja necessário um conhecimento mínimo do processo, referente ao grau relativo do mesmo e acerca da presença de zeros de FNM. A dependência direta de um modelo matemático é um ponto que usualmente traz complexidade, já que modelos mais representativos nem sempre são facilmente obtidos.

No capítulo 3, são apresentadas contribuições em relação aos demais trabalhos que abordam a utilização do VRFT no contexto dos inversores. De forma a reduzir a complexidade no processo de definição do modelo de referência, foi proposto a utilização de um modelo de segunda ordem em contraponto ao modelo de quarta ordem apresentado em Corleta (2015). Inicialmente são utilizados dois polos reais, com um zero de fase mínima. A utilização deste modelo de referência permite que a alocação dos polos seja realizada de maneira simples e rápida com base no tempo de acomodação t_{so} da planta em malha aberta. Após uma análise da influência dos polos e zeros na resposta em frequência, buscando-se contornar problemas surgidos quando os raios respectivos aos polos da planta localizam-se acima de 0,97, é proposta a utilização de polos complexos conjugados, que novamente são definidos a partir do tempo de acomodação da planta em malha aberta. Verifica-se que a utilização de polos complexos conjugados no modelo de referência constitui uma solução para os problemas encontrados, embora a robustez resultante deste novo modelo de referência seja inferior. É realizada ainda, uma análise buscando-se determinar o valor do ângulo θ que resulta na melhor margem de robustez M_s para o modelo de referência, sendo escolhido o valor de $\theta = 0,075$ rad.

Posteriormente, é realizada uma análise com o intuito de comparar a margem de robustez M_s e o custo J_{MR} resultantes dos controladores proporcional-ressonante e proporcional-ressonante com avanço de fase. Através desta análise, verificou-se que a adição do termo avanço de fase ao controlador proporcional-ressonante implicou em uma redução de 11,66 % na mediana do máximo pico da função sensibilidade, M_s e em uma redução de 95,74 % na mediana do custo J_{MR} , caracterizando maior robustez e uma melhora na rejeição a distúrbios.

No capítulo 4 foi apresentado um estudo de caso considerando a utilização de um inversor *Full-Bridge*, no qual foram considerados diferentes cenários de operação, como a operação na potência nominal, a resposta a um degrau de carga e as respostas a dois diferentes degraus de tensão no barramento cc. Verificou-se, que todos os tempos de acomodação foram superiores

para o controlador proporcional-ressonante com avanço de fase se comparados ao proporcional-ressonante puro, sendo esta uma consequência do aumento da robustez através da adição do termo avanço de fase. Entretanto, o controlador proporcional-ressonante com avanço de fase conseguiu lidar com todos os degraus realizados, inclusive com o degrau de carga, o qual levou o sistema a instabilidade no caso da utilização do proporcional-ressonante puro. Destaca-se ainda que foi obtido um menor custo J_{MR} a partir do uso do controlador proporcional-ressonante com avanço de fase, o que indica que este controlador aproxima-se mais da classe do controlador ideal. Além disso, foram obtidos menores valores de distorção harmônica a partir desse mesmo controlador.

Dados os objetivos iniciais apresentados, destacam-se que todos foram cumpridos, isto é, através do método baseado em dados VRFT foi possível realizar o projeto de um controlador que resultasse no seguimento de referência em inversores monofásicos. Além disso, foram propostas diretrizes para a escolha modelo de referência e a utilização de um sinal do tipo PRBS para a coleta de dados em malha aberta. Em relação à classe de controladores utilizada, verificou-se através das 1680 plantas que a adição do termo avanço de fase é capaz de propiciar maior robustez e um melhor seguimento de referência considerando a utilização de uma única malha de controle de tensão.

Por fim, para futuros trabalhos, ficam como sugestão: i) a sistematização da escolha do modelo de referência considerando a utilização malhas de controle em cascata no âmbito dos conversores cc-ca; ii) a avaliação da adição do termo avanço de fase para o controlador proporcional-ressonante considerando a utilização de malhas de controle em cascata; iii) a realização de um estudo de caso experimental com inversores do tipo *Half-Bridge* ou *Full-Bridge* com as considerações apresentadas neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- AAMIR, M.; KALWAR, K. A.; MEKHILEF, S. Review: Uninterruptible Power Supply (UPS) system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 1395–1410, 2016. Citado na página 27.
- AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas: Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais**. Belo Horizonte: Ed. UFMG, 2007. Citado na página 39.
- ASTROM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer Controlled Systems: Theory and Design**. China: Prentice Hall, 1997. Citado na página 40.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. **Data-driven Controller Design: the H2 approach**. Amsterdam: Springer, 2011. Citado 7 vezes nas páginas 17, 31, 33, 35, 39, 40 e 57.
- BEAL, G. d. P. Projeto de controlador proporcional-múltiplo-ressonante sintonizado por VRFT para rejeição de harmônicas em fonte de alimentação ininterrupta. 2021. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/222477>>. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.
- CAMPESTRINI, L. et al. Data-Driven Model Reference Control Design by Prediction Error Identification. **Journal of the Franklin Institute**, Laxenburg, v. 354, n. 6, p. 2628–2647, 2017. Citado na página 17.
- CAMPESTRINI, L. et al. Virtual reference feedback tuning for non-minimum phase plants. **Automatica**, Elsevier BV, v. 47, n. 8, p. 1778–1784, aug 2011. Citado na página 36.
- CHA, H.; VU, T.-K.; KIM, J.-E. Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system. 2013. Citado na página 17.
- CORLETA, A. v. E. Ajuste de controladores para UPS pelo método VRFT. 2015. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/135014>>. Citado 3 vezes nas páginas 41, 42 e 64.
- ECKHARD, D.; CAMPESTRINI, L.; BOEIRA, E. C. Virtual Disturbance Feedback Tuning. **IFAC Journal of Systems and Control**, v. 3, p. 23–29, 2018. Citado na página 17.
- FINN, S. A high performance inverter technology, architecture and applications. p. 556–560, mar. 1993. Citado na página 26.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0005109876900066>>. Citado na página 29.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. **Digital Control of Dynamic Systems**. [S.l.]: Prentice Hall, 1997. Citado na página 40.
- IEC. **IEC 62040-3/2021 -Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements**. Genebra, Suíça, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- JUNIOR, H. G. **Estudo de controladores aplicados a inversores para UPS com operação ilhada**. 151 p. Dissertação (Mestrado), dez. 2013. Citado na página 26.

KUPAS, E. **Arquivos de simulação referentes ao estudo de caso apresentado**. 2022. <https://github.com/erickkupas/TCC_Inverter_Sim>. Citado na página 55.

LJUNG, L. **System Identification: Theory for the user**. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1999. Citado na página 39.

LORENZINI, C. **Método generalizado da oscilação forçada para sintonia de controladores proporcional-integral-derivativo e proporcional-múltiplos-ressonantes**. Tese (Doutorado), 2019. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/204400>>. Citado na página 38.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. Florianópolis: INEP, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 18, 21, 22, 24, 25 e 26.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**. New Jersey: Prentice-Hall, Inc, 1995. Citado na página 30.

RAMOS, B. M. Aplicação do método VRFT na sintonia de controladores para fontes ininterruptas de energia. 2020. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/217360>>. Citado 3 vezes nas páginas 16, 41 e 42.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. San Diego, California: Academic Press, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, circuitos e aplicações**. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 18.

REMES, C. L. **Aplicação de metodologias de controle baseado em dados em conversores CC-CC**. Tese (Doutorado), 2021. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/230207>>. Citado 5 vezes nas páginas 16, 26, 34, 36 e 60.

SILVA, G. R. G. da; BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L. One-shot data-driven controller certification. **ISA Transactions**, Elsevier BV, v. 99, p. 361–373, apr 2020. Citado na página 36.

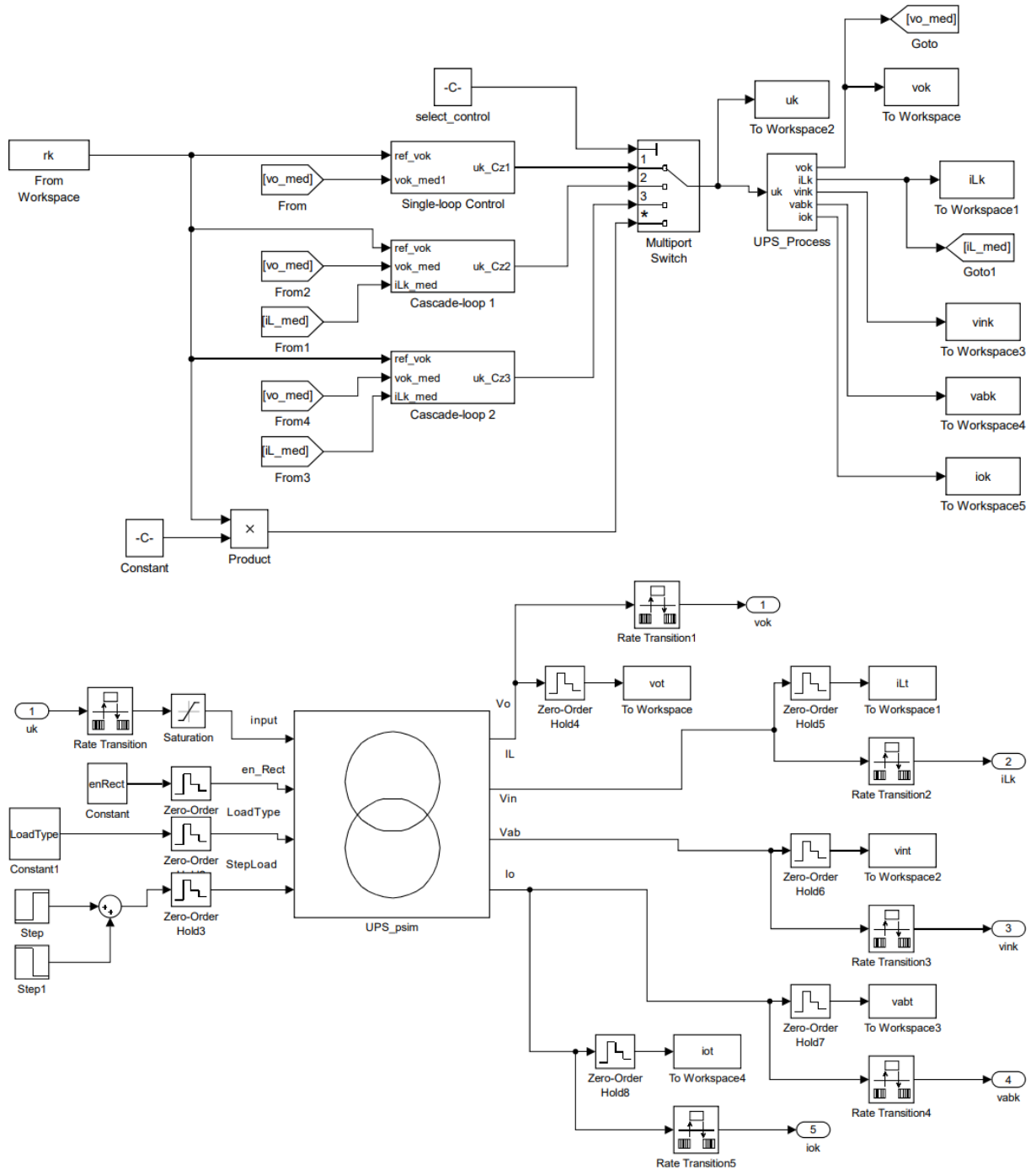
SILVA, G. R. G. da et al. Data-Driven LQR Control Design. **IEEE Control Systems Letters**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, v. 3, n. 1, p. 180–185, jan. 2019. Citado na página 17.

SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control: Analysis and Design**. Sussex: Wiley, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 36, 37 e 48.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS DE SIMULAÇÃO

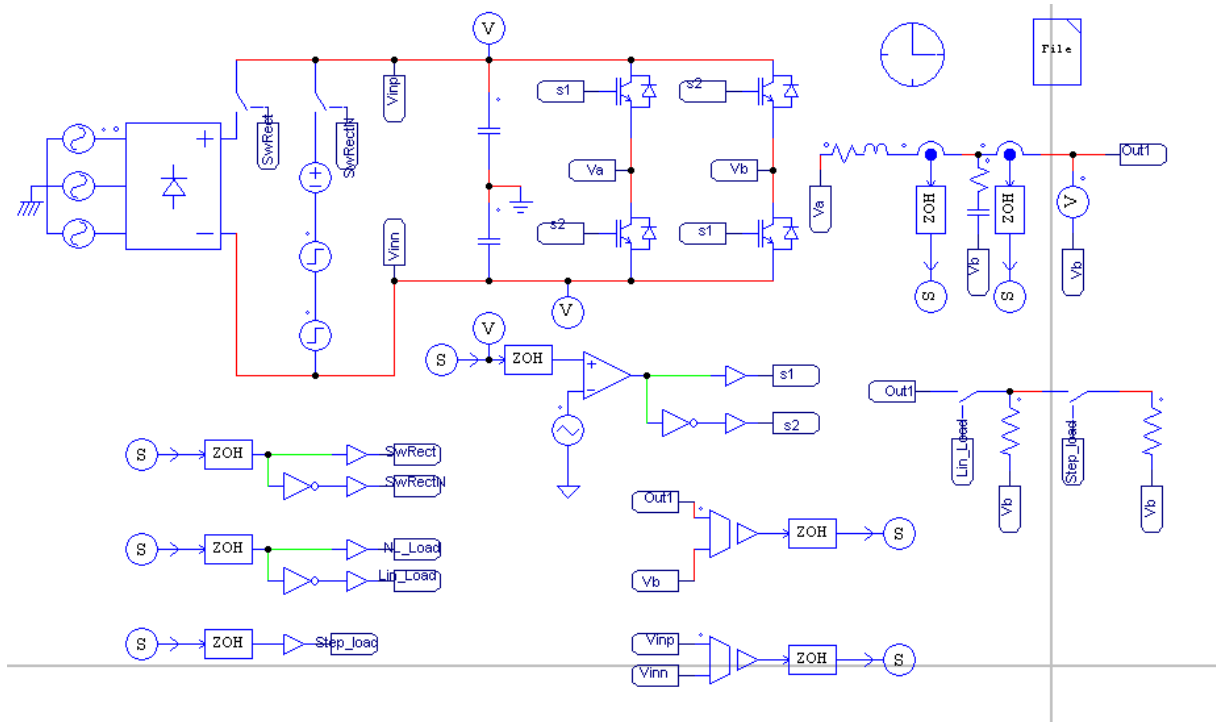
A.1 INVERSOR MONOFÁSICO *FULL-BRIDGE*

Figura 21 – Esquemáticos de simulação do inversor *Full-Bridge* utilizados no Simulink



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).

Figura 22 – Esquemáticos de simulação do inversor *Full-Bridge* utilizados no PSIM



Fonte: Elaborada pelo autor (2022).