

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

LUCAS ESTEVES CUNHA - 00314703

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VDFT PARA  
PROJETO DE CONTROLADOR  
REPETITIVO**

Porto Alegre  
2024

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

LUCAS ESTEVES CUNHA - 00314703

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VDFT PARA  
PROJETO DE CONTROLADOR  
REPETITIVO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
COMGRAD/CCA da UFRGS como parte dos requi-  
sitos para a obtenção do título de *Bacharel em Enge-  
nharia de Controle e Automação*.

Orientadora:  
Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Lucíola Campestrini

Porto Alegre  
2024

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

LUCAS ESTEVES CUNHA - 00314703

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VDFT PARA  
PROJETO DE CONTROLADOR  
REPETITIVO**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Atividade de *Trabalho de Conclusão de Curso CCA - II* e aprovado em sua forma final pela Orientadora e Banca Examinadora abaixo.

Orientadora:

Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Lucíola Campestrini, UFRGS

Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –  
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Lucíola Campestrini, UFRGS

Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Diego Eckhard, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

---

Alceu Heinke Frigeri

Coordenador de Curso

Eng. de Controle e Automação

Porto Alegre  
Fevereiro - 2024

## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho à minha mãe e minha avó, Gleice e Glória, por todo apoio incondicional durante a minha jornada e por serem motivo pelo qual tanto me esforço.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço à Universidade Federal do Rio Grande do Sul, UFRGS, por me proporcionar oportunidades únicas e garantir um ensino gratuito de qualidade.

Agradeço à minha orientadora, professora Lucíola, por se demonstrar solícita desde a concepção da ideia deste trabalho.

Aos colegas e professores do curso que se fizeram presentes durante esta etapa.

Agradeço também à minha namorada, Ana Julia, pelo apoio durante os melhores e piores momentos desta caminhada e, em especial, por compartilhar a vida comigo. Obrigado também à sua família pelo carinho e suporte.

Aos meus amigos, tanto os que puderam quanto os que não conseguiram estar presentes. Agradeço especialmente ao Vitor Carvalho, o qual nunca mediu esforços quando necessitei e tornou diversos projetos mais leves e factíveis.

Agradeço também ao meu amigo e mestre, Rafael Vargas, pelos conselhos, por todo o incentivo e inspiração desde o início desta trajetória.

Agradeço à minha família, em especial minha mãe e minha avó, Gleice e Glória, por terem possibilitado que eu trilhasse este caminho. Obrigado também aos meus primos, Bruna e Guilherme, por todas as histórias e risadas que compartilhamos.

## RESUMO

O presente trabalho visa aplicar o método *Virtual Disturbance Feedback Tuning* (VDFT) para a sintonia de um controlador repetitivo de tempo discreto. Tal controlador tem como objetivo de aplicação a rejeição de perturbações periódicas e suas componentes harmônicas, tendo como alvo de simulação um inversor de tensão. São abordados os conceitos básicos de controle, a teoria que fundamenta a topologia de um controlador repetitivo e a sintonia de controladores a partir de métodos baseados em dados, sejam estes para otimização no seguimento de referência ou na rejeição de distúrbios. Uma metodologia para definição de modelos de distúrbios e algoritmos para os métodos VDFT e sua abordagem flexível utilizando controladores repetitivos é proposta como solução para o problema de rejeição de perturbações periódicas. Por fim, simulações são apresentadas com o objetivo de validar os modelos de referência, analisar a dependência do modelo do processo nas soluções propostas e observar o desempenho das sintonias com variadas combinações de parâmetros para controlador repetitivo, havendo também comparações com soluções obtidas via *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT).

**Palavras-chave:** Controlador Repetitivo, Controle Baseado em Dados, Inversor de Tensão, *Virtual Disturbance Feedback Tuning*

## ABSTRACT

This work aims to apply the Virtual Disturbance Feedback Tuning (VDFT) method used to set parameters of a discrete time repetitive controller. Such controller has the goal to perform periodic and harmonic disturbance rejection for the simulation in a Voltage Source Inverter (VSI). It is performed a survey from basic control concepts, repetitive controller theory and data-driven approaches aiming reference tracking or disturbance rejection. A method is proposed as solution for periodic disturbance rejection by defining disturbance models and algorithms for VDFT and flexible VDFT. Lastly, some simulations are shown with focus in validating the solutions presented, analyzing the process model dependency and verify performance with various sets of parameters as well as comparing the results between VDFT and Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT).

**Palavras-chave:** Data-Driven Control, Repetitive Controller, Virtual Disturbance Feedback Tuning, Voltage Source Inverter

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Diagrama de blocos de controle em malha fechada. ....	15
2	Diagrama de blocos de um controlador repetitivo. ....	16
3	Malha de controle teórica para embasamento do método VDFT. ....	21
4	Diagrama esquemático do estágio de saída do VSI. ....	24
5	LGR de $C_{VR}(z, \hat{\rho}_{VR})G(z)$ . ....	28
6	Mapeamento de polos e zeros de $Q(z, \hat{\rho}_{VR})$ resultado da sintonia via VRFT. ....	28
7	Diagrama de Bode para $Q_1(z, \hat{\rho}_{VD})$ com $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	32
8	Diagrama de Bode para $T_1(z, \hat{\rho}_{VD})$ com $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	33
9	Resposta à referência com $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	33
10	Resposta à perturbação com $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	34
11	Resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	34
12	Erro da resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	35
13	Diagrama de Bode para $Q_2(z, \hat{\rho}_{VD})$ com $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	36
14	Diagrama de Bode para $T_2(z, \hat{\rho}_{VD})$ com $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	36
15	Resposta à referência com $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	37
16	Resposta à perturbação com $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	37
17	Resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	38
18	Erro da resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	38
19	Diagrama de Bode para $Q_3(z, \hat{\rho}_{VD})$ com $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	41
20	Diagrama de Bode para $T_3(z, \hat{\rho}_{VD})$ com $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	42
21	Resposta à referência com $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	42
22	Resposta à perturbação com $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	43
23	Resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	43
24	Erro da resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ . ....	44



## LISTA DE TABELAS

1	Métricas obtidas com variação de parâmetros do modelo de distúrbio com $M = 3$ . . . . .	39
2	Métricas obtidas para variação do número de parâmetros do controlador utilizando o modelo de distúrbio da configuração 1. . . . .	40
3	Dados de sintonia para variação de parâmetros do modelo de distúrbio com $M = 3$ . . . . .	45
4	Métricas obtidas para variação de parâmetros do modelo de distúrbio flexível com $M = 3$ . . . . .	45
5	Métricas obtidas para variação do número de parâmetros do controlador. . . . .	46

## LISTA DE ABREVIATURAS

<b>AC</b>	<i>Alternating Current</i>
<b>DC</b>	<i>Direct Current</i>
<b>FIR</b>	<i>Finite Impulse Response</i>
<b>LASCAR</b>	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
<b>MF</b>	Malha Fechada
<b>PID</b>	Proporcional Integral Derivativo
<b>PRBS</b>	<i>Pseudo Random Binary Sequence</i>
<b>UPS</b>	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
<b>VDFT</b>	<i>Virtual Disturbance Feedback Tuning</i>
<b>VRFT</b>	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>
<b>VSI</b>	<i>Voltage Source Inverter</i>

# SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	12
2	REVISÃO DA LITERATURA .....	14
2.1	Conceitos Base .....	14
2.2	O Controlador Repetitivo .....	15
2.3	Controle Baseado em Dados .....	18
2.3.1	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i> .....	18
2.3.2	<i>Virtual Disturbance Feedback Tuning</i> .....	20
2.4	Inversor de Fonte de Tensão .....	23
3	METODOLOGIA .....	25
3.1	Definições do Controlador .....	25
3.2	O Modelo de Distúrbio .....	26
3.2.1	O Modelo Flexível .....	29
3.3	Coleta de Dados .....	30
4	RESULTADOS .....	31
4.1	Respostas obtidas via VDFT .....	31
4.1.1	Variação dos Parâmetros do Modelo de Distúrbio e Polo do Controlador .....	39
4.1.2	Variação do Número de Parâmetros do Controlador .....	39
4.2	Respostas obtidas via VDFT Flexível .....	40
4.2.1	Variação dos Parâmetros do Modelo de Distúrbio .....	44
4.2.2	Variação do número de parâmetros do controlador .....	45
4.3	Considerações .....	46
5	CONCLUSÃO .....	47
	REFERÊNCIAS .....	49

# 1 INTRODUÇÃO

Sistemas de controle podem ser compreendidos como uma ciência cada vez mais presente no cotidiano contemporâneo. Tais sistemas, embasados pela sua rica teoria, estão aplicados em processos de aquecimento ou resfriamento, sistemas aeroespaciais, robótica e até nos desafiantes veículos autônomos. Ainda sistemas de controle podem ser implementados com a finalidade de amplificação de potência, controle remoto ou compensação de perturbações (NISE, 2020).

No escopo de aplicação de controladores na indústria, mais de 90% dos sistemas de controle são implementados a partir da sintonia de um controlador Proporcional Integral Derivativo (PID), haja vista sua simplicidade, padronização e resultados satisfatórios a depender da situação (BAZANELLA; GOMES DA SILVA JR, 2005). Entretanto, tendo em vista que a obtenção do modelo do processo a ser controlado pode ser complicada, e algumas vezes exaustiva, métodos baseados em ensaios e dados vêm sendo desenvolvidos desde as técnicas dos pioneiros Ziegler e Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942) até abordagens inovadoras para otimização do desempenho no seguimento de referência (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002) ou rejeição de distúrbios (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018).

Todavia, em alguns cenários, controladores PID não se caracterizam como adequados. Dentre estes cenários pode-se elencar o seguimento de referências senoidais. Para tal, comumente são aplicados controladores que possuem a capacidade de gerar a excitação necessária para se obter o seguimento de referência e rejeição de perturbações. Destes, destacam-se os controladores ressonantes (e derivações) assim como os repetitivos.

Haja vista a miríade de conversores de potência desenvolvidos atualmente assim como o crescente e dinâmico avanço destes sistemas, métodos baseados em dados são cada vez mais úteis uma vez que o cálculo de modelos destes processos começam a se tornar mais complicados, se tornando assim impasse para desenvolvimento e sintonia de controladores adequados (AAMIR; AHMED KALWAR; MEKHILEF, 2016). Ainda, uma vez que sistemas de potência são comumente suscetíveis a perturbações de natureza harmônica, métodos para otimização na mitigação do efeito de distúrbios podem ser aplicados.

Atualmente há na literatura de controle baseado em dados formalização para aplicação do método *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) na sintonia de controladores ressonantes e repetitivos, assim havendo enfoque no seguimento de referência (CORLETA et al., 2016; PAOLI BEAL et al., 2023; MORETTO, 2023; BEAL et al., 2023). Neste contexto, uma vez que não existem abordagens que formalizem a definição de modelos de distúrbio para seguimento e rejeição de sinais periódicos, o presente trabalho visa aplicar o método *Virtual Disturbance Feedback Tuning* (VDFT) para aplicação na sintonia de controladores repetitivos de tempo discreto. Desta forma, tem-se como objetivos o estudo dos métodos baseados em modelo de referência, a definição de uma solução baseada em

dados para seguimento de referência e rejeição de perturbações periódicas em um inversor de tensão elegido e a apresentação dos resultados provenientes das simulações efetuadas.

Este documento se encontra organizado a partir da cronologia utilizada na abordagem dos estudos, definições e simulações efetuadas. O Capítulo 2 descreve a revisão de literatura, permeando conceitos base, teoria do controlador repetitivo, métodos de controle baseado em dados e formalização do estudo de caso. Definições e desenvolvimento dos modelos de distúrbio e algoritmos são abordados no Capítulo 3. Resultados referentes às simulações efetuadas se encontram ilustrados no Capítulo 4. Por fim, o Capítulo 5 elenca as considerações finais do trabalho, descrevendo também propostas para atividades futuras.

## 2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo é efetuada uma revisitação a alguns conceitos da teoria de controle. Tal revisão se desdobra desde os conceitos básicos, à apresentação da topologia do controlador repetitivo com sua definição matemática, até técnicas de sintonia baseadas em dados visando seguimento de referência e rejeição de perturbações.

### 2.1 CONCEITOS BASE

No escopo da teoria de controle, alguns conceitos base são necessários para entendimento e desenvolvimento de controladores e malhas de controle, havendo neste trabalho um enfoque para sistemas lineares e invariantes no tempo (LTI - *Linear Time-Invariant*), monovariável (SISO - *Single Input Single Output*) e de tempo discreto. Neste contexto, um processo em malha aberta pode ser descrito como

$$y[k] = G(z)u[k] + \nu[k] \quad (1)$$

onde  $u[k]$  e  $y[k]$  são, respectivamente, sinal de entrada e sinal de saída do processo,  $\nu[k]$  o ruído de saída,  $G(z)$  a função de transferência do processo com  $z$  sendo o operador de avanço discreto tal que  $zx[k] = x[k + 1]$ .

Há ainda a definição de um sistema realimentado com controlador, comumente denotado como controle em malha fechada, conforme apresentado na Figura 1. De acordo com (BAZANELLA; GOMES DA SILVA JR, 2005), a realimentação da saída do processo em que se deseja atuar é amostrada de forma a comparar o sinal de referência  $r[k]$  com a saída amostrada no mesmo instante de tempo, gerando assim um sinal denominado erro  $e[k]$ . Este é descrito como

$$e[k] = r[k] - y[k]. \quad (2)$$

A partir deste sinal atua o controlador, representado pela função de transferência  $C(z)$ , que relaciona o erro com o sinal de controle  $u_c[k]$  (variável manipulada) pela relação

$$C(z) \triangleq \frac{U_c(z)}{E(z)}. \quad (3)$$

Tal controlador é dito linearmente parametrizável se este pode ser escrito como

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z), \quad (4)$$

com  $\rho$  sendo um vetor de parâmetros e  $\bar{C}(z)$  um vetor coluna composto de funções de transferência. Ainda, caso hajam perturbações  $d[k]$  entre o controlador e a planta, o sinal aplicado no processo pode ser descrito como

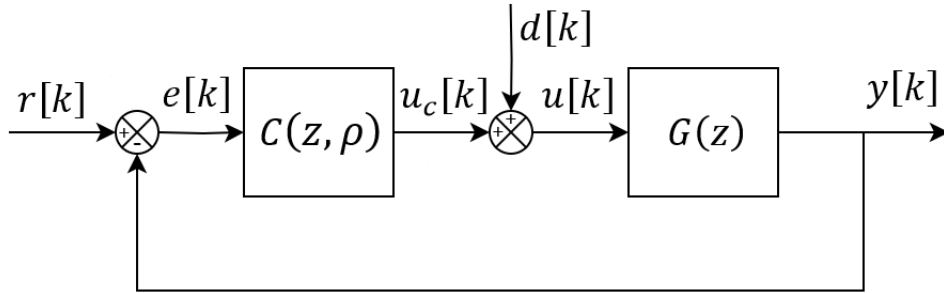
$$u[k] = u_c[k] + d[k]. \quad (5)$$

Por fim, a planta denotada por  $G(z)$  responde ao sinal aplicado em sua entrada, gerando assim a saída (variável controlada) de acordo com

$$G(z) \triangleq \frac{Y(z)}{U(z)}. \quad (6)$$

A Figura 1 ilustra uma malha de controle típica.

**Figura 1:** Diagrama de blocos de controle em malha fechada.



Fonte: Autor

Ainda, algumas funções de transferência podem ser calculadas analiticamente a partir da Figura 1. Dentre elas obtém-se a função de sensibilidade ao distúrbio na entrada  $Q(z, \rho)$  por

$$\begin{aligned} Q(z, \rho) &\triangleq \frac{Y(z)}{D(z)} \\ &= \frac{G(z)}{1 + C(z, \rho)G(z)}. \end{aligned} \quad (7)$$

A função de transferência de malha fechada  $T(z, \rho)$  que relaciona a referência com a saída pode ser representada como

$$\begin{aligned} T(z, \rho) &\triangleq \frac{Y(z)}{R(z)} \\ &= \frac{C(z, \rho)G(z)}{1 + C(z, \rho)G(z)}. \end{aligned} \quad (8)$$

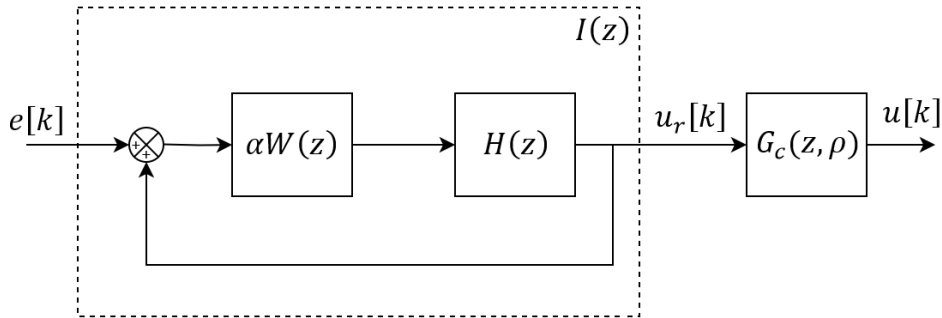
Usualmente o projeto de controladores tem como objetivo obter  $Q(z, \rho)$  e  $T(z, \rho)$  para que haja atenuação dos sinais de perturbação e seguimento dos sinais de referência de interesse. Entretanto, vale ressaltar que um projeto orientado ao seguimento de referências costuma apresentar sua resposta com desempenho degradado na rejeição aos distúrbios, enquanto um projeto orientado à rejeição de distúrbios tende a apresentar uma resposta à referência mais agressiva. Neste sentido, para algumas aplicações deseja-se o seguimento e rejeição de sinais periódicos, onde alternativas como o controlador repetitivo e controladores ressonantes com suas derivações apresentam-se como soluções (FLORES, 2012). Destes, escolheu-se o primeiro como alternativa de estudo para este trabalho.

## 2.2 O CONTROLADOR REPETITIVO

A teoria de controle repetitivo é embasada no Princípio do Modelo Interno. Tal princípio descreve a necessidade de inserir na malha de controle um controlador contendo

como polos os mesmos modos instáveis da referencia a ser seguida ou perturbação a se rejeitar, não podendo haver cancelamento destes polos com zeros do processo e devendo o sistema em malha fechada ser estável (FRANCIS; WONHAM, 1976). Neste sentido, para o seguimento de sinais constantes, um valor constante - resultado da adição de um integrador na malha - deve ser aplicado na entrada do processo a ser controlado. Analogamente, para referências periódicas, um gerador de sinal periódico deve ser implementado. Ainda, visto que o seguimento de sinais senoidais se configura como objetivo deste trabalho, tal gerador periódico mostra-se necessário. A Figura 2 ilustra o diagrama de blocos da classe escolhida.

**Figura 2:** Diagrama de blocos de um controlador repetitivo.



Fonte: Autor

Analisando a topologia do controlador escolhido, destacam-se as funções de transferência  $I(z)$  e  $G_c(z, \rho)$ , implementando um gerador de sinal periódico e um controlador estabilizante, respectivamente (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018). Destes tem-se

$$I(z) = \frac{\alpha W(z)H(z)}{1 - \alpha W(z)H(z)}, \quad (9)$$

onde  $\alpha$  é um parâmetro real entre -1 e 1,  $W(z)$  é uma função de atraso temporal e  $H(z)$  um filtro FIR passa-baixas. Vale ressaltar que idealmente este filtro possui ganho unitário e fase nula em sua faixa de passagem.

Algumas definições prévias são necessárias para o correto entendimento do controlador. Neste aspecto, considera-se  $N$  um número inteiro tal que

$$N = \frac{T_r}{T_s}, \quad (10)$$

$$T_r = \frac{1}{f_r}, \quad (11)$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem do processo,  $T_r$  e  $f_r$  são, respectivamente, o período em segundos e a frequência em Hz do sinal de interesse, de forma que

$$\Omega_r = 2\pi f_r T_s. \quad (12)$$

Desta forma, nota-se que a escolha do período de amostragem não é totalmente livre, ou seja,  $T_s$  deve ser tal que  $N$  seja inteiro a partir da Equação (10). Ressalta-se ainda a recomendação do uso de um filtro passa-baixas, sendo em (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018) utilizado

$$H(z) = \frac{0,25(z+1)^2}{z}. \quad (13)$$



O ajuste do parâmetro  $\alpha$ , juntamente com a definição de  $W(z)$ , afeta diretamente a característica de rejeição de perturbações harmônicas. Quando

$$\alpha = -1 \quad (14)$$

e

$$W(z) = z^{-\frac{N}{2}} \quad (15)$$

obtem-se um sinal de controle em regime permanente composto pelas harmônicas ímpares de  $\Omega_r$ . Ainda, para um sinal com todas as harmônicas define-se

$$\alpha = 1 \quad (16)$$

e

$$W(z) = z^{-N}. \quad (17)$$

Adicionalmente, segundo (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018), em casos de plantas de fase mínima, define-se idealmente para cancelamento da dinâmica da planta

$$G_c(z) = \frac{k_r}{G(z)} \quad (18)$$

com  $k_r$  um ganho arbitrado entre 0 e 1. Desta forma, utilizando os parâmetros das equações (16) e (17), obtém-se analiticamente a expressão para a função de transferência  $T(z)$  como

$$\begin{aligned} T(z) &= \frac{C(z)G(z)}{1 + C(z)G(z)} \\ &= \frac{k_r H(z)}{z^N + (k_r - 1)H(z)}. \end{aligned} \quad (19)$$

Analogamente, é possível obter a expressão analítica para  $Q(z)$  como

$$\begin{aligned} Q(z) &= \frac{G(z)}{1 + C(z)G(z)} \\ &= \frac{(z^N - H(z))G(z)}{z^N + (k_r - 1)H(z)} \end{aligned} \quad (20)$$

A partir das equações (10), (11) e (12), nota-se que

$$N\Omega = m\Omega_r, \quad (21)$$

onde  $m$  é uma constante inteira, inferindo que para cada múltiplo de  $\Omega_r$  tem-se

$$(e^{j\Omega})^N = e^{jN\Omega} = e^{jm\Omega_r} = 1. \quad (22)$$

Assim, considerando o filtro  $H(z) = 1$  apenas para simplificação matemática, obtém-se as respostas em frequência utilizando  $z = e^{j\Omega}$

$$T(e^{j\Omega}) = \frac{k_r}{(e^{j\Omega})^N - 1 + k_r} \quad (23)$$

e

$$Q(e^{j\Omega}) = \frac{((e^{j\Omega})^N - 1)G(z)}{(e^{j\Omega})^N + k_r - 1} \quad (24)$$

implicando em

$$T(e^{j\Omega}) = \frac{k_r}{e^{jm\Omega_r} - 1 + k_r} = 1 \quad (25)$$

e

$$Q(e^{j\Omega}) = \frac{(e^{jm\Omega_r} - 1)G(z)}{e^{jm\Omega_r} + k_r - 1} = 0 \quad (26)$$

garantindo assim o seguimento com erro nulo em regime para referências senoidais de frequência  $\Omega_r$  e múltiplas, rejeitando também, por consequência, perturbações com conteúdo harmônico.

## 2.3 CONTROLE BASEADO EM DADOS

Uma vasta gama de métodos de controle clássico baseados em dados utiliza a abordagem por modelo de referência (SANFELICI BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2023). A metodologia de controle por modelo de referência é aquela que implicitamente descreve os requisitos e critérios de desempenho desejados através de uma função de transferência. Neste sentido, as respostas à referência e à perturbação são definidas tal que sejam relacionadas com o sinal de entrada através dos modelos de referência (CAMPESTRINI, 2010). Ressalta-se que quando utilizado este método de projeto, três etapas são consideradas cruciais para um resultado bem-sucedido: coleta de dados; escolha da classe do controlador; definição do modelo de referência (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Dentre a miríade de métodos, este trabalho aborda apenas VRFT e VDFT, pois o primeiro já possui literatura abordando modelos de referência com a classe de controlador escolhida, sendo elegido para comparação de desempenho, enquanto o segundo é o foco uma vez que propõe a otimização da resposta à perturbação.

### 2.3.1 Virtual Reference Feedback Tuning

O método VRFT é uma técnica não-iterativa na qual se implementa uma abordagem de controle baseado em dados, não sendo necessária a identificação prévia do modelo da planta. Para tal, requer-se apenas uma batelada de dados referente aos sinais de entrada  $u[k]$  e saída  $y[k]$  do processo em malha aberta ou ainda um ensaio em malha fechada utilizando um controlador que simplesmente estabilize o sistema (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002).

Desta forma, considerando um controlador linearmente parametrizado  $C(z, \rho)$ , também é necessária a definição, pelo projetista, de uma função de transferência desejada para o sistema, denominada modelo de referência  $T_d(z)$ . Tal função de transferência descreve o comportamento desejado da saída do sistema em malha fechada. Vale ressaltar que a escolha de  $T_d(z)$  não é totalmente livre, devendo esta possuir grau relativo maior ou igual ao processo  $G(z)$ . Não obstante, desempenhos muito ambiciosos para o modelo de referência tendem a resultados indesejados, podendo acarretar em um controlador que instabiliza o sistema (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Considerando  $E[x(t)]$  como sendo o valor esperado de  $x(t)$ , define-se

$$\bar{E}\{x(t)\} = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{k} \sum_{t=1}^k E[x(t)]. \quad (27)$$

Assim, após definida  $T_d(z)$ , o método se propõe a resolver um problema de minimização por meio de um vetor  $\rho$  de parâmetros e uma função custo relacionando a saída desejada  $y_d[k]$  com a obtida  $y_r[k]$  após aplicação do controlador na malha, representados por

$$y_r[k, \rho] \triangleq T(z, \rho)r[k], \quad (28)$$

$$y_d[k] = T_d(z)r[k], \quad (29)$$

$$J_y(\rho) \triangleq \bar{E} \{y_r[k, \rho] - y_d[k]\}^2 \quad (30)$$

e

$$\rho = \arg \min_{\rho} J_y(\rho). \quad (31)$$

Assim, visto que da coleta de dados tem-se apenas as variáveis manipuladas e controladas, obtém-se

$$\bar{r}[k] = T_d(z)^{-1}y[k] \quad (32)$$

onde  $\bar{r}[k]$  é denominada referência virtual, assim implicando em um erro virtual descrito por

$$\bar{e}[k] = \bar{r}[k] - y[k]. \quad (33)$$

Tais sinais são aqueles nos quais, se o controlador ideal estivesse atuando de forma a gerar o sinal de controle ensaiado, produziriam os valores obtidos da saída no experimento. Por fim, de posse de  $u[k]$  e  $\bar{e}[k]$  (que segue o modelo de referência desejado), basta identificar o controlador através de um processo de minimização, resultando no vetor  $\rho$  de parâmetros para  $C(z, \rho)$ .

Assim, considerando  $n$  como tamanho do conjunto de dados, o problema de otimização pode ser reescrito por meio da função custo  $J_{VR}$ , de forma que

$$J^{VR}(\rho) \triangleq \sum_{k=1}^n \{L(z) (u[k] - C(z, \rho)\bar{e}[k])\}^2, \quad (34)$$

com solução

$$\rho = \arg \min_{\rho} J^{VR}(\rho), \quad (35)$$

sendo  $L(z)$  um filtro que pode ser aproximado por

$$L(z) \approx T_d(z) (1 - T_d(z)). \quad (36)$$

Neste contexto, a solução para a minimização da Equação (34) é obtida a partir dos dados coletados e das equações (33) e (36), resultando em

$$\phi_L[k] = \bar{C}(z)L(z)\bar{e}[k], \quad (37)$$

$$u_L[k] = L(z)u[k], \quad (38)$$

$$\hat{\rho} = \left( \sum_{k=1}^n \phi_L^T[k] \phi_L[k] \right)^{-1} \sum_{k=1}^n \phi_L^T[k] u_L[k]. \quad (39)$$

Aplicações reais raramente ocorrem sem a presença de ruído na coleta dos sinais de saída do processo, diferente dos casos ideais descritos anteriormente. Neste sentido, o método VRFT, solucionado via mínimos quadrados, apresenta polarização na solução calculada de forma que a média dos vetores de parâmetros calculados não seja próxima do ideal (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Desta forma, na presença de ruído, variáveis instrumentais são utilizadas como solução, havendo duas abordagens recomendadas: identificação do modelo e posterior excitação via simulação para obtenção da variável instrumental; experimento repetido, no qual dois ensaios são efetuados repetindo o mesmo sinal de excitação (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002).

A aplicação do método VRFT para sintonia de controladores repetitivos é apresentada em (MORETTO, 2023). Neste há a definição de modelos de referência para sintonia de controladores repetitivos visando seguimento de referência periódica. Ainda, testes são efetuados variando as configurações de estrutura e parâmetros do controlador, tais como número de zeros, posição do polo para inversão da planta e comparações entre controladores estabilizantes racionais e polinomiais. Neste sentido, a sintonia do controlador escolhido pelo método apresenta melhores resultados quando é efetuada a inversão da planta. Ademais, quando não há conhecimento do modelo do processo, o controlador polinomial se apresenta como opção válida, evitando o projeto do polo do controlador. Ressalta-se também que o sinal de coleta de dados pode influenciar controladores com graus de liberdade elevados.

### 2.3.2 Virtual Disturbance Feedback Tuning

Inspirado no método VRFT, no qual a minimização atua de forma a otimizar o seguimento de referências, o método VDFT (também baseado em dados) se mostra como solução para otimizar a rejeição de perturbações na malha de controle (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018). Desta forma, a técnica também se caracteriza por ser não-iterativa, apresentar a propriedade "*one-shot*" e dispensar o conhecimento do modelo da planta, sendo também necessário um ensaio com o processo, podendo este ser em malha aberta ou fechada.

Sob esta ótica, é necessária a definição, pelo projetista, de um modelo de distúrbio  $Q_d(z)$  para rejeição de perturbações na entrada do processo. É imprescindível observar que a escolha de  $Q_d(z)$  não é totalmente livre, devendo esta possuir o mesmo grau relativo que o processo  $G(z)$  (BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018). Semelhante à técnica VRFT, a escolha da função de transferência incumbida ao projetista não deve ser demasiadamente ambiciosa, sendo recomendada uma abordagem experimental, iniciando por modelos de distúrbio modestos no que tange ao desempenho da resposta (tempo de acomodação e sobrepasso com ordem semelhante ao processo em malha aberta), de forma a sutilmente incrementar o modelo para desempenhos mais audaciosos (tempo de acomodação e sobrepasso reduzidos) (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018).

Após definida  $Q_d(z)$ , o método se propõe a resolver um problema de minimização semelhante ao proposto para VRFT nas equações (30) e (31). Todavia, uma vez que o método trata da rejeição de distúrbios, reescreve-se o problema como

$$J^{DM}(\rho) \triangleq \bar{E} \{(Q_d(z) - Q(z, \rho))d[k]\}^2 \quad (40)$$

e

$$\rho^{DM} = \arg \min_{\rho} J^{DM}(\rho). \quad (41)$$

Assim, visto que da coleta de dados se tem apenas as variáveis manipuladas e controladas, obtém-se

$$\bar{d}[k] = Q_d(z)^{-1}y[k] \quad (42)$$

onde  $\bar{d}[k]$  é denominado distúrbio virtual, assim implicando em um sinal de controle virtual descrito por

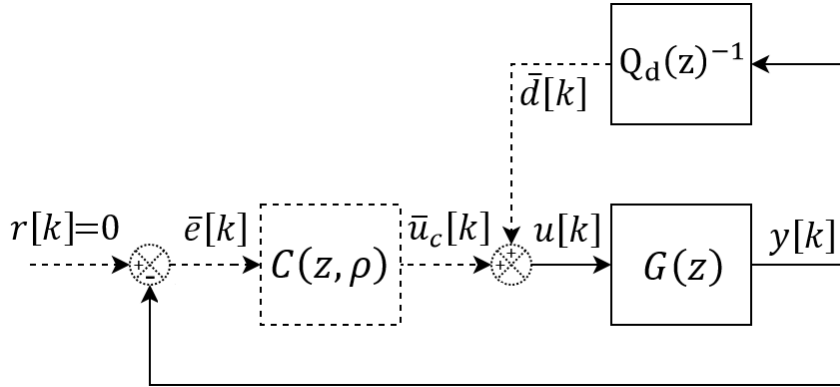
$$\bar{u}_c[k] = u[k] - \bar{d}[k] \quad (43)$$

e, considerando referência nula, um sinal de erro virtual descrito por

$$\bar{e}[k] = -y[k]. \quad (44)$$

A malha de controle virtual descrita para o desenvolvimento do método está exemplificada na Figura 3 no qual os objetos pontilhados representam grandezas ou sinais que não existem na realidade, não sendo mensurados ou implementados fisicamente.

**Figura 3:** Malha de controle teórica para embasamento do método VDFT.



Fonte: Autor

Por fim, em posse de  $\bar{u}_c[k]$  e  $\bar{e}[k]$ , basta identificar o controlador através de um processo de minimização, resultando no vetor  $\rho$  que sintoniza o controlador ideal. Este é aquele que caso aplicado no sistema em malha fechada torna nulo o resultado de  $J^{DM}(\rho)$  na Equação (40) (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018). O controlador ideal é descrito como

$$C_d^{DM}(z) = \frac{G(z) - Q_d(z)}{G(z)Q_d(z)}. \quad (45)$$

Ressalta-se que tal controlador pode não ser representado pela classe escolhida.

Para identificação do controlador, o método baseia-se na minimização da função custo  $J^{VD}$ , no qual, considerando um controlador linearmente parametrizado a partir da classe  $\bar{C}(z)$  especificada pelo projetista, tem-se

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) \quad (46)$$

com parâmetros  $\rho$  obtidos a partir de

$$\rho = \arg \min_{\rho} J^{VD}(\rho), \quad (47)$$

$$J^{VD}(\rho) \triangleq \sum_{k=1}^n \{K(z) (\bar{u}_c[k] + C(z, \rho)y[k])\}^2, \quad (48)$$

onde  $K(z)$  é um filtro que comumente pode ser aproximado, segundo recomendações de (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018), por

$$K(z) \approx Q_d(z). \quad (49)$$

Desta forma, a solução para a minimização da Equação (48) é obtida a partir das equações (44) e (49) resultando em

$$\phi_K[k] = \bar{C}(z)K(z)\bar{e}[k], \quad (50)$$

$$\bar{u}_{cK}[k] = K(z)\bar{u}_c[k], \quad (51)$$

$$\hat{\rho} = - \left( \sum_{k=1}^n \phi_K^T[k] \phi_K[k] \right)^{-1} \sum_{k=1}^n \phi_K^T[k] \bar{u}_{cK}[k]. \quad (52)$$

No que tange o modelo de distúrbio, (BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018) salienta a dificuldade existente ao se modelar tal função de transferência, ilustrando uma metodologia com numerador parcialmente livre e baseada em dados. Neste sentido, além de respeitar o grau relativo (igual ao do processo), o projetista deve atentar-se ao número de zeros de fase não-mínima, zeros que devem ser fixados para o desempenho desejado<sup>1</sup> e número de parâmetros livres para serem identificados pelo método de otimização proposto.

O método referido elenca as seguintes etapas para formulação do modelo de distúrbio:

1. Adquirir o número de zeros de fase não-mínima do processo, representado por  $\text{Deg}[nG^+(z)]$ .
2. Posicionar os  $l$  zeros fixos no numerador de  $Q_d(z)$  de acordo com o(s) tipo(s) de distúrbio(s) que deseja-se rejeitar<sup>1</sup>.
3. Calcular a ordem do denominador do modelo de distúrbio, representada por  $b$ .
4. Alocar os polos de  $Q_d(z)$  de acordo com o desempenho dinâmico desejado.
5. Determinar o número de parâmetros livres no numerador do modelo de distúrbio, representado por  $m$ .

Nesta ótica, a partir do conhecimento do grau relativo da planta  $\Gamma[G(z)]$ , tem-se

$$b = 2 \left\{ \Gamma[G(z)] + \text{Deg}[nG^+(z)] + l - 1 \right\}, \quad (53)$$

$$m = b - l - \Gamma[G(z)] + 1, \quad (54)$$

$$Q_d(z, \eta) = \eta^T \bar{Q}_d(z) \quad (55)$$

$$= \frac{(\sum_{i=0}^m \eta_i z^i) \prod_{i=0}^l (z^i - a_i)}{\prod_{i=0}^b (z^i - p_i)}, \quad (56)$$

resultando na função custo

$$J^{VDF}(\eta, \rho) \triangleq \bar{E} \left\{ K(z) [Q_d(z, \eta) (u[k] + C(z, \rho)y[k]) - y[k]] \right\}^2 \quad (57)$$

---

<sup>1</sup>Para seguimento de referências constantes com erro nulo em regime deve-se fixar um zero em 1 para se obter  $Q_d(1) = 0$ .

com a otimização descrita como

$$\eta_i = \arg \min_{\eta} J^{Vdf}(\eta, \rho^{(i-1)}), \quad (58)$$

$$\rho_i = \arg \min_{\rho} J^{Vdf}(\eta^{(i)}, \rho). \quad (59)$$

Por fim, as soluções para o problema de otimização podem ser descritas como

$$\phi[k] = \bar{C}(z)K(z)y[k], \quad (60)$$

$$\psi[k] = \bar{Q}_d(z)(K(z)u[k] + C(z, \rho)K(z)y[k]), \quad (61)$$

$$y_K[k] = K(z)y[k], \quad (62)$$

$$\hat{\eta}_i = \left( \sum_{k=1}^n \psi^T[k]\psi[k] \right)^{-1} \sum_{k=1}^n \psi^T[k]y_K[k], \quad (63)$$

$$\hat{\rho}_i = - \left( \sum_{k=1}^n \phi^T[k]\phi[k] \right)^{-1} \sum_{k=1}^n \phi^T[k]\bar{u}_c[k]. \quad (64)$$

Destaca-se ainda que, uma vez que é necessário apenas um ensaio<sup>2</sup> com o processo, a propriedade "one-shot" do método continua preservada.

## 2.4 INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO

Um inversor de fonte de tensão (do inglês *Voltage Source Inverter* - VSI) pode ser definido como um dispositivo eletro-eletrônico de potência para suprimento da demanda elétrica de uma carga. Tal dispositivo se caracteriza como um conversor DC/AC no qual deseja-se obter um sinal de tensão alternada a partir de um nível contínuo de tensão, sendo eficiente e compacto. Quando utilizado em fontes de alimentação ininterruptas (do inglês *Uninterruptible Power Supply* - UPS), cargas sensíveis são o alvo de aplicação deste equipamento, uma vez que operam em cenários críticos e necessitam de um sinal de alimentação de qualidade, desejando-se mitigar a ação de distúrbios assim como variações de carga, mantendo uma reduzida distorção harmônica (PEREIRA et al., 2014). Ainda, vale ressaltar que VSIs são comumente utilizados para aplicações industriais como *drivers* para variação de velocidade de motores com alimentação alternada (RASHID, 2011) assim como em fontes de energia renovável (KO et al., 2006).

Para o estudo de caso deste trabalho utilizou-se o modelo de um VSI monofásico, ilustrada pela Figura 4.

A partir deste circuito, de acordo também com os parâmetros de (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018), obteve-se a função de transferência do inversor de tensão como

$$G(s) = \frac{R_c}{L_f C R_c s^2 + (R_c R_f C + L_f)s + (R_c + R_f)} \quad (65)$$

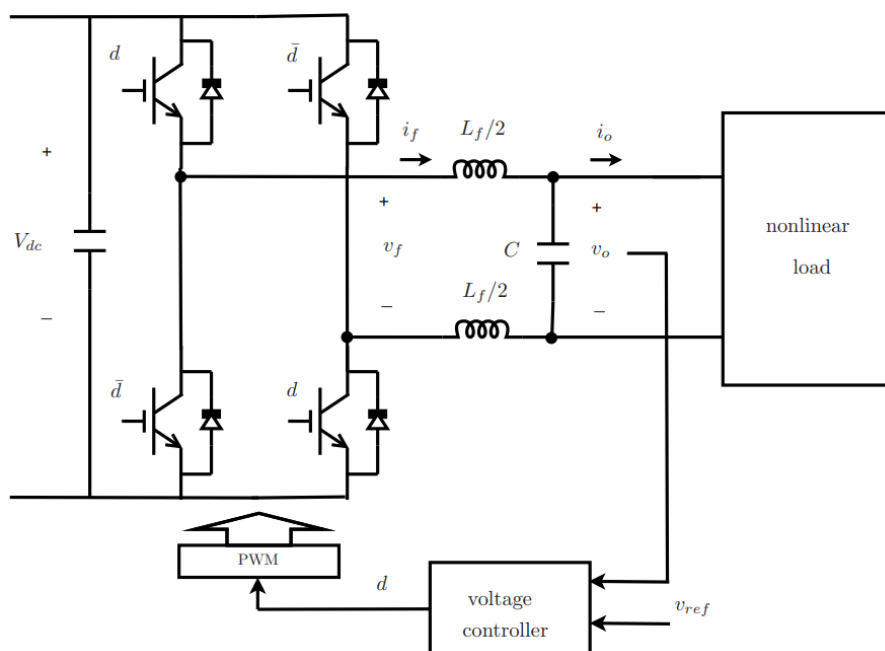
com  $L_f = 900 \mu H$ ,  $C = 40 \mu F$ ,  $R_f = 1,5 \Omega$  e  $R_c = 8200 \Omega$ , resultando em

$$G(s) = \frac{2,778 \cdot 10^7}{s^2 + 1670s + 2,778 \cdot 10^7}. \quad (66)$$

Ressalta-se que para atuação neste dispositivo por meio de um controlador de tempo discreto é necessária uma discretização do modelo, sendo a função de transferência discretizada dependente do tempo de amostragem e do método de discretização utilizado.

<sup>2</sup>Recomenda-se efetuar um ensaio em malha fechada para captura de dados na abordagem flexível.

Figura 4: Diagrama esquemático do estágio de saída do VSI.



Fonte: (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018)



### 3 METODOLOGIA

O projeto de controladores para rejeição de distúrbios possui relevância principalmente em cenários onde existe uma preocupação com relação à qualidade do sinal de saída do sistema. Trabalhos de (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018) e (BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018), respectivamente, formalizam o método VDFT e o estendem para uma abordagem flexível. No entanto, os casos abordados se limitam na literatura ao seguimento e rejeição de sinais constantes, onde o projeto da função de sensibilidade ao distúrbio na entrada do processo se baseia, na maioria dos casos, em definir um numerador com zero real em  $z = 1$  e um denominador que resulte no tempo de acomodação desejado, respeitando sempre o grau relativo da planta. Neste sentido este trabalho se propõe a estender a aplicação do método VDFT e sua abordagem flexível para seguimento e rejeição de sinais periódicos. Para tal, haja vista a classe de controladores repetitivos já definida no escopo do projeto, define-se as coletas de dados do processo assim como se apresentam modelos de distúrbio para a proposta, sendo este último a contribuição maior do presente trabalho.

Em síntese, neste capítulo é descrita a metodologia utilizada para estudo e solução do problema de seguimento da referência

$$r[k] = 40sen(2\pi 50T_s k) \quad (67)$$

e rejeição de perturbações nas frequências fundamental (50 Hz) e harmônicas. Este aborda o desenvolvimento (via *software* MATLAB R2012b), as coletas de dados e os modelos de distúrbio para sintonia de controlador repetitivo por meio do método VDFT com duas abordagens: clássica e flexível.

#### 3.1 DEFINIÇÕES DO CONTROLADOR

A seguir são elencadas definições utilizadas para todos os projetos de controladores, sejam estes sintonizados via VRFT ou VDFT.

Para definição dos controladores a serem sintonizados, determina-se  $\alpha = 1$ ,  $W(z) = z^{-N}$  e  $H(z)$  da Equação (13) para rejeição de perturbações com a frequência fundamental e todas as suas harmônicas (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018). Disto, com  $T_s = 1 \cdot 10^{-4}$  s e  $N = 200$ , resulta-se o gerador de sinal periódico

$$I(z) = \frac{0,25z^2 + 0,5z + 0,25}{z^{201} - 0,25z^2 - 0,5z - 0,25} \quad (68)$$

e, de acordo com a proposta de (MORETTO, 2023), exclusivamente para sintonia via VRFT, o modelo de referência

$$T_d(z) = \frac{0,175z^2 + 0,35z + 0,175}{z^{201} - 0,075z^2 - 0,15z - 0,075} \quad (69)$$

Para o controlador estabilizante  $G_c(z, \rho)$  utiliza-se as duas alternativas também propostas por (MORETTO, 2023). Destas formula-se um controlador estabilizante racional como

$$G_c(z, \rho) = \frac{k_r}{z - p} \begin{bmatrix} \rho_{M-1} \\ \rho_{M-2} \\ \vdots \\ \rho_1 \\ \rho_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} z^{M-1} \\ z^{M-2} \\ \vdots \\ z \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (70)$$

onde  $M$  é o número inteiro de parâmetros a serem sintonizados no controlador e  $p$  é um parâmetro que idealmente visa o cancelamento do zero do processo, sendo estes valores variados a título de análise de desempenho. Ainda, um controlador estabilizante polinomial pode ser formulado como

$$G_c(z, \rho) = k_r \begin{bmatrix} \rho_{M-1} \\ \rho_{M-2} \\ \vdots \\ \rho_1 \\ \rho_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} z^{M-1} \\ z^{M-2} \\ \vdots \\ z \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (71)$$

Neste sentido, assim como (MORETTO, 2023), define-se  $k_r = 0,7$ . É importante salientar que  $G_c(z, \rho)$  é o componente do controlador  $C(z, \rho)$  a ser sintonizado pelos métodos baseados em dados. Ressalta-se também que para comparação entre as respostas obtidas via VRFT e VDFT é utilizada a mesma configuração de controlador nos dois os métodos, ou seja, ambos os controladores possuindo o mesmo número de parâmetros.

## 3.2 O MODELO DE DISTÚRBO

Inicialmente, partindo da definição matemática do inversor de tensão apresentado na Seção 2.4, tal como (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2018) e (MORETTO, 2023), utiliza-se dos parâmetros  $T_s = 1 \cdot 10^{-4}$  s e  $N = 200$ , resultando no modelo discretizado do processo

$$G(z) = \frac{0,12849(z + 0,9454)}{(z^2 - 1,596z + 0,8462)}, \quad (72)$$

com grau relativo  $\Gamma[G(z)] = 1$ . Desta forma define-se o grau relativo unitário para o modelo de distúrbio. Ainda, considere  $nX(z)$  e  $dX(z)$  como, respectivamente, a representação do numerador e do denominador da função de transferência  $X(z)$ . Assim, a função sensibilidade ao distúrbio na entrada do processo pode ser representada genericamente por

$$\begin{aligned} Q(z) &= \frac{G(z)}{1 + C(z)G(z)} \\ &= \frac{\frac{nG(z)}{dG(z)}}{1 + \frac{nC(z)}{dC(z)} \frac{nG(z)}{dG(z)}} \\ &= \frac{nG(z)dC(z)}{dC(z)dG(z) + nC(z)nG(z)}, \end{aligned} \quad (73)$$

podendo, no caso do controlador racional com cancelamento do zero do processo, ser reescrita como

$$\begin{aligned} Q(z) &= \frac{\frac{nG(z)}{dG(z)}}{1 + \frac{nC(z)}{dI(z)dG_c(z)} \frac{nG(z)}{dG(z)}} \\ &= \frac{nG(z)dI(z)}{dI(z)dG(z) + nC(z)}. \end{aligned} \quad (74)$$

Das equações (73) e (74), observa-se que o numerador da função de transferência depende diretamente dos polos do controlador e do numerador da planta. Dentre estes, assume-se que em uma abordagem baseada em dados, ou seja, sem o conhecimento do modelo do processo, apenas se tenha a informação dos polos do controlador, uma vez que estes são definidos pelo gerador de sinais periódico  $I(z)$ . Ainda, uma vez que o denominador de  $Q(z)$  relaciona uma soma de polinômios envolvendo tanto o controlador quanto o processo, analisa-se o comportamento dos polos do sistema em malha fechada quando aplicado um controlador repetitivo estabilizante.

Para tal, a partir do gerador  $I(z)$ , de  $T_d(z)$  e de  $G_c(z, \rho)$  racional das equações (68), (69) e (70) considere o controlador

$$C_{VR}(z, \hat{\rho}_{VR}) = \frac{1,362(z+1)^2(z^2 - 1,596z + 0,846)}{z^{202} + 0,9454z^{201} - 0,25z^3 - 0,7364z^2 - 0,7227z - 0,2364} \quad (75)$$

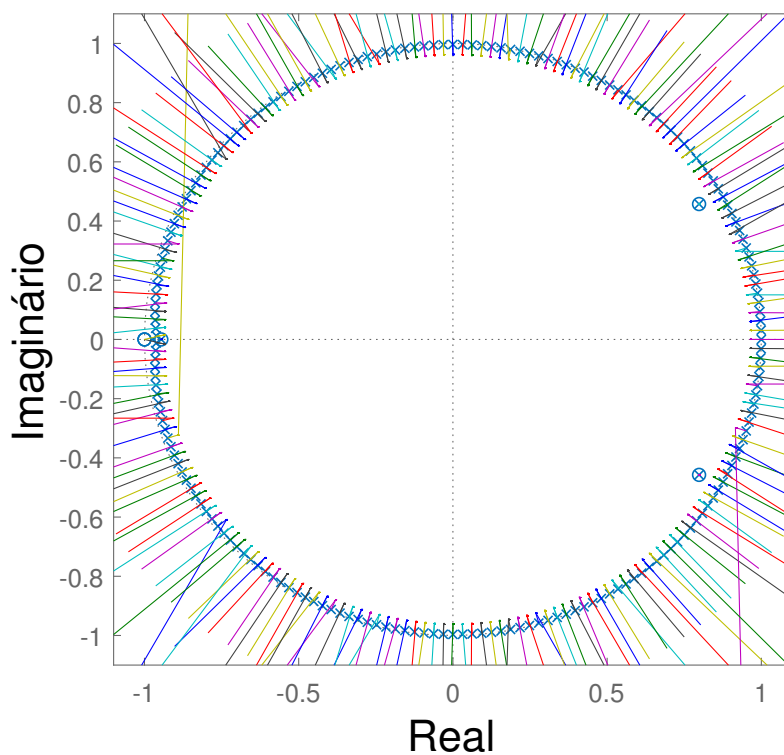
com vetor de parâmetros  $\hat{\rho}_{VR}$  sintonizado via VRFT. Em posse deste, efetua-se a análise tanto do Lugar Geométrico das Raízes (LGR) da função de laço  $C_{VR}(z, \hat{\rho}_{VR})G(z)$  quanto do mapeamento dos polos e zeros de  $Q(z, \hat{\rho}_{VR})$ , ambos obtidos com o controlador da Equação (75). As figuras 5 e 6 ilustram, respectivamente, o LGR da função de laço do sistema em malha fechada e o mapeamento de polos e zeros de  $Q(z, \hat{\rho}_{VR})$ .

Do LGR representado na Figura 5 nota-se que a elevada quantidade de polos do controlador faz com que os polos do sistema em malha fechada ultrapassem o limite de estabilidade do círculo unitário por meio do aumento do ganho de  $C_{VR}(z, \hat{\rho}_{VR})$ , embora haja um pequeno intervalo de valores no qual o LGR tende ao interior do círculo. Percebe-se também o cancelamento da dinâmica do processo pelos zeros do controlador, efeito da inversão de  $G(z)$  (típica da sintonia via VRFT), que por consequência causa a dinâmica de rejeição de distúrbios na entrada do processo ser ditada pela dinâmica do mesmo, podendo assim ser mais lenta que o desejado. Por fim, é importante observar a disposição dos polos no LGR, estes se posicionando em um formato semelhante ao circular, consequência da alocação dos polos do gerador de sinais  $I(z)$  do controlador.

Do mapeamento da Figura 6 constata-se a presença dos polos do controlador e zeros do processo atuando como zeros de  $Q(z, \hat{\rho}_{VR})$ . Ainda, a disposição dos polos pode ser interpretada, a partir do LGR, como consequência da posição dos polos do controlador, havendo também uma dependência da interação entre os polos do processo e os zeros do controlador. Neste caso a interação da planta com o controlador aloca polos no mesmo local do processo devido à inversão de  $G(z)$ .

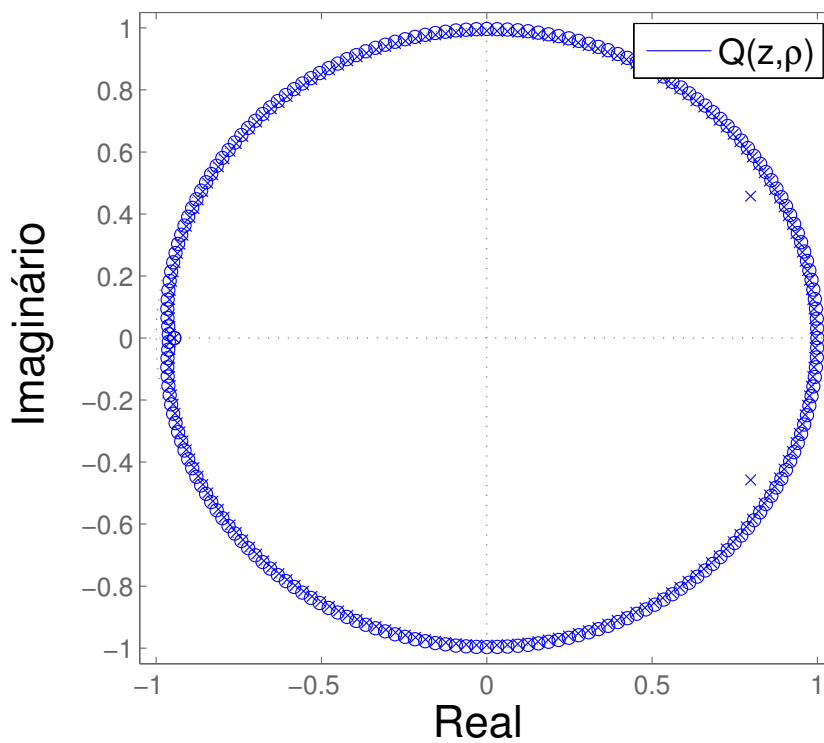
Sob esta ótica, uma abordagem como a utilizada por (BORDIGNON; CAMPES-TRINI, 2018), onde todos os polos do modelo de distúrbio são alocados na mesma posição, é inadequada. Tal estratégia impossibilita a sintonia de um controlador repetitivo, haja vista a elevada discrepância entre a disposição dos polos deste e os do sistema em malha fechada.

**Figura 5:** LGR de  $C_{VR}(z, \hat{\rho}_{VR})G(z)$ .



Fonte: Autor

**Figura 6:** Mapeamento de polos e zeros de  $Q(z, \hat{\rho}_{VR})$  resultado da sintonia via VRFT.



Fonte: Autor

Assim, para definição de  $Q_d(z)$  adota-se a estratégia de alocar os polos do modelo de distúrbio em uma disposição semelhante à do controlador repetitivo, modificando apenas o módulo de todos para um valor menor que a unidade. Ainda, há a necessidade de posicionar mais dois polos, consequência da existência de dois polos no processo (preservando o grau relativo do mesmo). Neste sentido, este trabalho se propõe a inicialmente utilizar os valores dos polos modelados por  $G(z)$  sendo estes gradualmente alterados para posições adjacentes visando verificação da dependência do modelo da planta. A definição dos polos de  $Q_d(z)$  é representada conforme

$$dQ_d(z) = \prod_{i=1}^{N+1} (z - R_p i_i) \prod_{j=1}^2 (z - g_j^*), \quad (76)$$

onde  $g_j^*$  representa os polos em posições adjacentes aos dos modelados para a planta,  $i_i$  os valores dos polos de  $I(z)$  do controlador e  $R_p$  um valor constante menor que a unidade para que os polos do sistema em malha fechada se encontrem dentro do círculo unitário.

De forma análoga, considerando  $k_G$  um ganho (idealmente igual ao do processo), define-se o numerador do modelo de distúrbio como

$$nQ_d(z) = k_G(z - p) \prod_{i=1}^{N+1} (z - i_i). \quad (77)$$

Por fim, obtém-se

$$Q_d(z) = k_G \frac{(z - p) \prod_{i=1}^{N+1} (z - i_i)}{\prod_{i=1}^{N+1} (z - R_p i_i) \prod_{j=1}^2 (z - g_j^*)}. \quad (78)$$

Neste contexto nota-se que o numerador descrito pela Equação (77) depende tanto do valor do zero do processo quanto do ganho  $k_G$  do mesmo. Desta forma, assume-se que a definição do numerador do modelo de distúrbio está sujeita ao conhecimento do modelo. Tal hipótese é um dos focos de verificação neste trabalho.

### 3.2.1 O Modelo Flexível

Motivado pela necessidade de informações do modelo da planta para sintonia do controlador repetitivo por meio do método clássico de VDFT, utiliza-se da abordagem flexível do método com o objetivo de se obter independência da representação do processo.

Para tal, inicialmente considera-se um controlador polinomial, conforme descrito na Equação (71), desta forma sem o cancelamento do zero do processo, não necessitando desta informação de  $G(z)$ . Assim, considerando a Equação (56), para a definição do modelo de distúrbio deste caso define-se como denominador

$$d\overline{Q}_d(z) = \prod_{i=1}^{N+1} (z - R_p i_i) \prod_{j=1}^2 (z - g_j^*), \quad (79)$$

onde  $i_i$  representa os valores dos polos de  $I(z)$  e consequentemente do controlador.

Posteriormente, para a parcela fixa do numerador determina-se

$$n\overline{Q}_d(z) = \prod_{i=1}^{N+1} (z - i_i), \quad (80)$$

resultando na função de transferência com numerador parcialmente livre descrita por

$$\overline{Q}_d(z) = \begin{bmatrix} z^{m-1} \\ z^{m-2} \\ \vdots \\ z \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\prod_{i=1}^{N+1} (z - i_i)}{\prod_{i=1}^{N+1} (z - R_p i_i) \prod_{j=1}^2 (z - g_j^*)}, \quad (81)$$

onde  $m$  é um valor inteiro que define o tamanho do vetor  $\eta$  que parametriza o modelo de distúrbio tal que

$$\begin{aligned} Q_d(z, \eta) &= \eta^T \overline{Q}_d(z) \\ &= \begin{bmatrix} \eta_{m-1} \\ \eta_{m-2} \\ \vdots \\ \eta_1 \\ \eta_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} z^{m-1} \\ z^{m-2} \\ \vdots \\ z \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\prod_{i=1}^{N+1} (z - i_i)}{\prod_{i=1}^{N+1} (z - R_p i_i) \prod_{j=1}^2 (z - g_j^*)}. \end{aligned} \quad (82)$$

Para o processo do estudo de caso, uma vez que este possui apenas um zero e um ganho, define-se  $m = 2$ .

### 3.3 COLETA DE DADOS

Uma vez que métodos baseados em modelo de referência demandam uma coleta de dados do processo, define-se um ensaio em malha aberta prévio para os cenários em que não se possui um controlador repetitivo estabilizante para aplicação de um ensaio em malha fechada. Ainda, utiliza-se do mesmo ensaio para todas as sintonias dos algoritmos desenvolvidos, de forma a evitar a influência deste nas comparações posteriores. Desta forma, determina-se, de forma análoga a (BEAL et al., 2023), uma soma de senoides para excitação do processo, contemplando seis frequências distintas, descrita como

$$u[k] = 40(\text{sen}(2\pi 10T_s k) + \text{sen}(2\pi 50T_s k) + \text{sen}(2\pi 100T_s k) + \text{sen}(2\pi 150T_s k) + \text{sen}(2\pi 200T_s k) + \text{sen}(2\pi 250T_s k)). \quad (83)$$

Para a coleta de dados em malha fechada, conforme requerido para a abordagem flexível do método utilizado neste trabalho, define-se uma soma de senoides a ser aplicada como referência do sistema, contemplando cinco frequências distintas, descrita como

$$r[k] = 40(\text{sen}(2\pi 50T_s k) + \text{sen}(2\pi 100T_s k) + \text{sen}(2\pi 150T_s k) + \text{sen}(2\pi 200T_s k) + \text{sen}(2\pi 250T_s k)). \quad (84)$$

Define-se o tempo de ambas as coletas de dados como sendo  $t_f = 0,14$  s, resultando em  $n_f = 2801$  amostras.

## 4 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados obtidos a partir das definições e estratégias elaboradas no capítulo anterior. São ilustradas as respostas obtidas com os dois algoritmos desenvolvidos. Destaca-se que todos os testes foram efetuados em ambiente de simulação (MATLAB R2012b) utilizando o modelo  $G(z)$  do processo ilustrado anteriormente na Equação (72). Visando organização separou-se este capítulo com uma seção para cada algoritmo.

Salienta-se que para verificar a rejeição de perturbações na entrada do processo, utiliza-se um sinal periódico contendo a frequência fundamental (50 Hz) e sua primeira harmônica (100 Hz) descrito por

$$d[k] = 20(\text{sen}(2\pi 50T_s k) + \text{sen}(2\pi 100T_s k)). \quad (85)$$

Estipula-se como métricas de desempenho dos resultados os valores de erro médio quadrático das respostas à perturbação após as  $N$  primeiras amostras<sup>1</sup> calculado por

$$s^2 = \frac{\sum_{k=1}^{n_f} (x[k] - \bar{x})^2}{n_f} \quad (86)$$

com  $\bar{x} = 0$  e os valores da função custo descrita por

$$\hat{J}(\rho) = \sqrt{\sum_{k=1}^{n_f} \{(Q_d(z) - Q(z, \rho))d[k]\}^2}. \quad (87)$$

Para análise de desempenho as respostas no tempo, obtidas pela sintonia via VDFT, são comparadas com aquelas provenientes da sintonia via VRFT com a mesma configuração de controlador.

### 4.1 RESPOSTAS OBTIDAS VIA VDFT

Para a aplicação do algoritmo de sintonia de controlador repetitivo via VDFT variou-se alguns parâmetros do modelo de distúrbio proposto com controlador estabilizante racional<sup>2</sup>. Tal variação de valores teve como objetivo observar a dependência do modelo da planta. Nesta seção todas as coletas de dados foram efetuadas em malha aberta.

---

<sup>1</sup>Tal escolha se dá pelo fato do controlador repetitivo não responder às excitações do sistema neste período inicial uma vez que não possui resposta nas primeiras  $N$  amostras.

<sup>2</sup>Foram efetuados testes com controlador polinomial, onde todas as combinações experimentadas resultaram em respostas instáveis em malha fechada.

Inicialmente, utilizou-se dos valores do modelo de  $G(z)$  tais como ganho  $k_G$ , zero  $p$  e polos. Ademais, definiu-se  $M = 3$  (resultando em três parâmetros a serem identificados para o controlador) e  $R_p = 0,95$ . A partir destes obteve-se via VRFT o vetor de parâmetros

$$\hat{\rho}_{VR} = \begin{bmatrix} 7,798 \\ -12,449 \\ 6,601 \end{bmatrix} \quad (88)$$

resultando no controlador

$$C_{1,VR}(z, \hat{\rho}_{VR}) = \frac{1,365z^4 + 0,5509z^3 - 1,837z^2 + 0,1317z + 1,155}{z^{202} + 0,95z^{201} - 0,25z^3 - 0,7375z^2 - 0,725z - 0,2375}, \quad (89)$$

enquanto a o método VDFT sintonizou

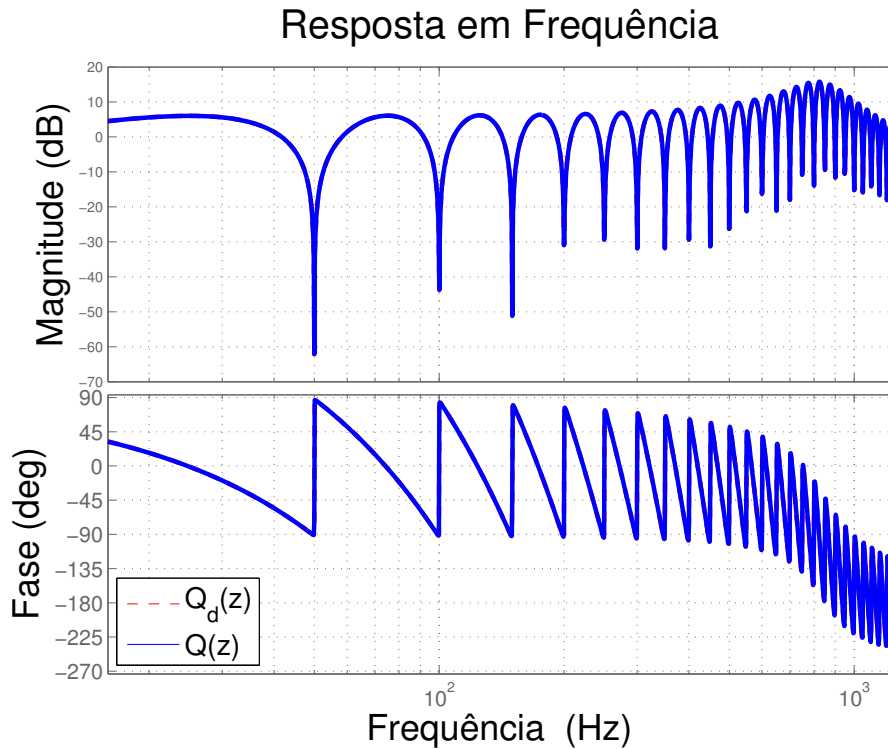
$$\hat{\rho}_{VD} = \begin{bmatrix} 11,143 \\ -17,781 \\ 9,413 \end{bmatrix} \quad (90)$$

resultando no controlador

$$C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD}) = \frac{1,95z^4 + 0,7886z^3 - 2,626z^2 + 0,1831z + 1,647}{z^{202} + 0,95z^{201} - 0,25z^3 - 0,7375z^2 - 0,725z - 0,2375}. \quad (91)$$

Os resultados da aplicação destes em malha fechada são ilustrados nas figuras 7 a 12.

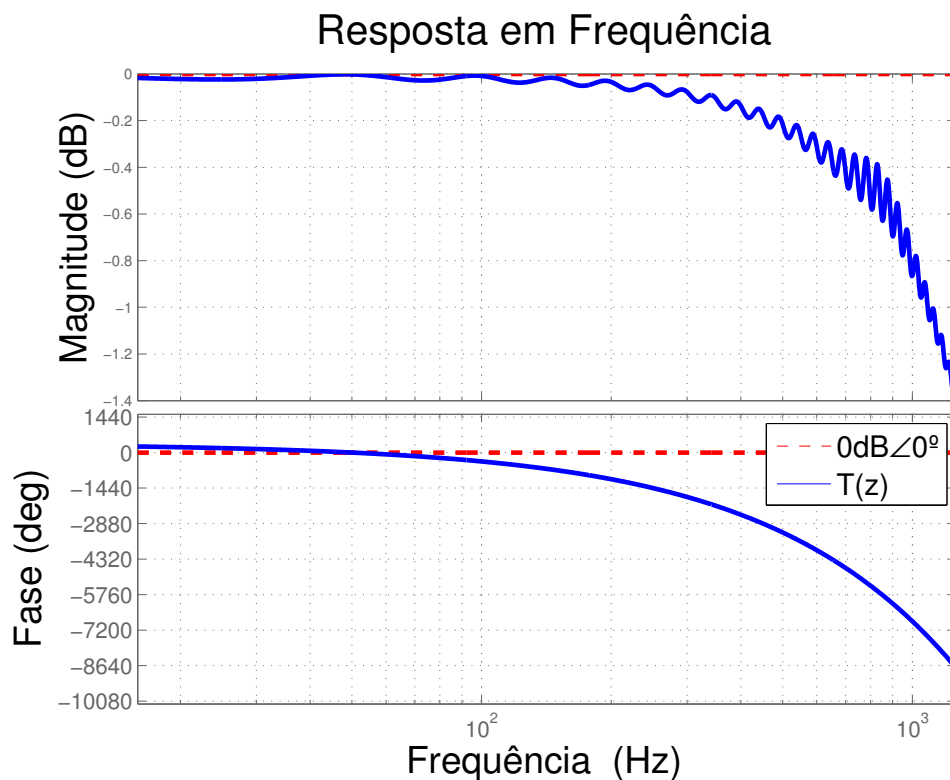
**Figura 7:** Diagrama de Bode para  $Q_1(z, \hat{\rho}_{VD})$  com  $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



Fonte: Autor

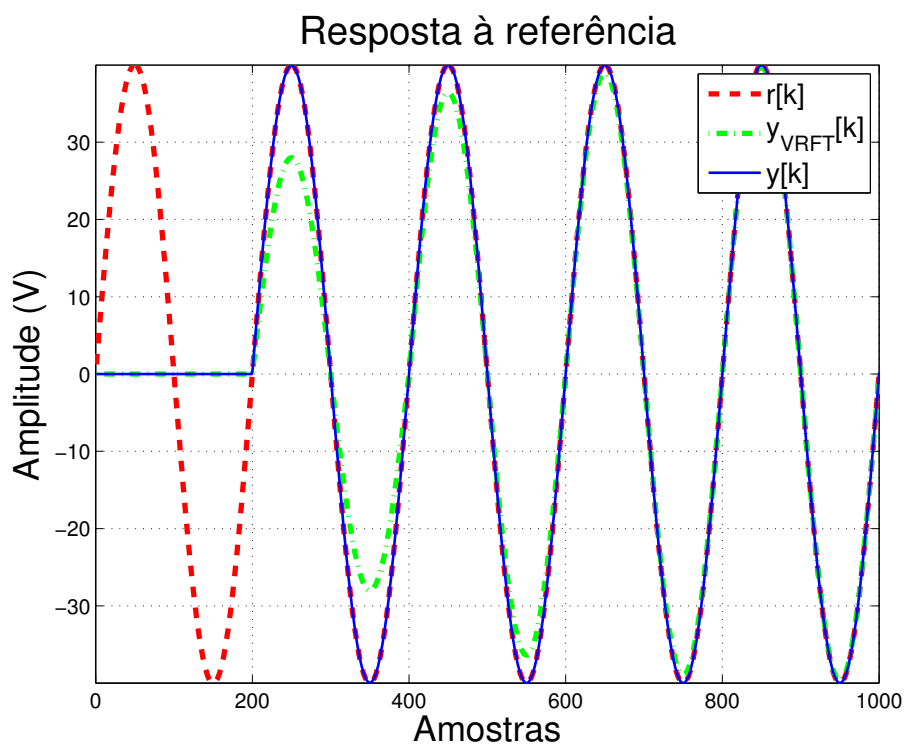


**Figura 8:** Diagrama de Bode para  $T_1(z, \hat{\rho}_{VD})$  com  $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



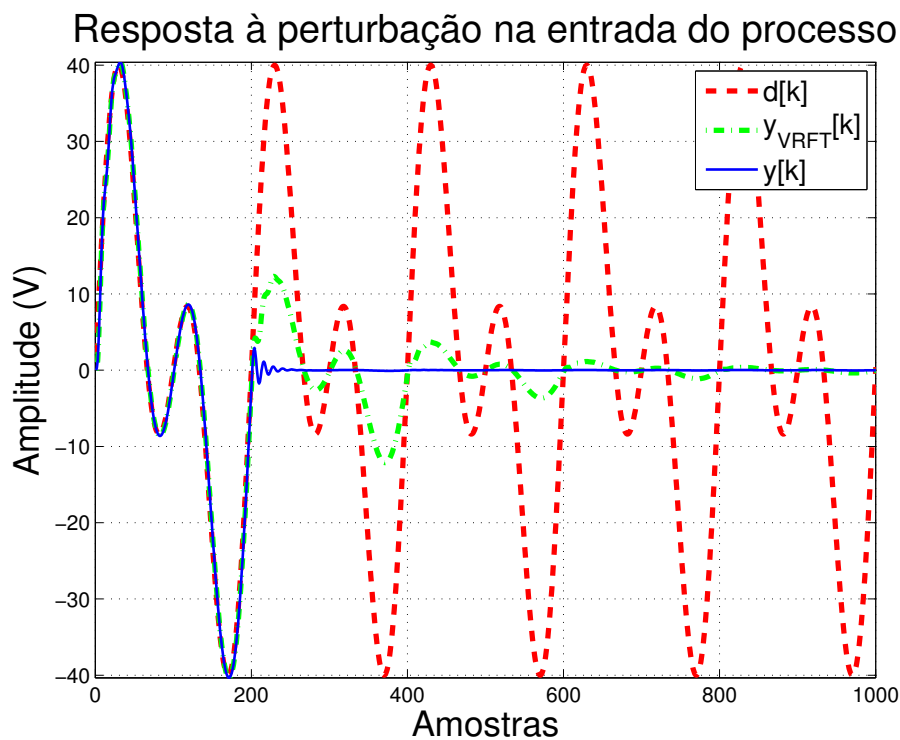
Fonte: Autor

**Figura 9:** Resposta à referência com  $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



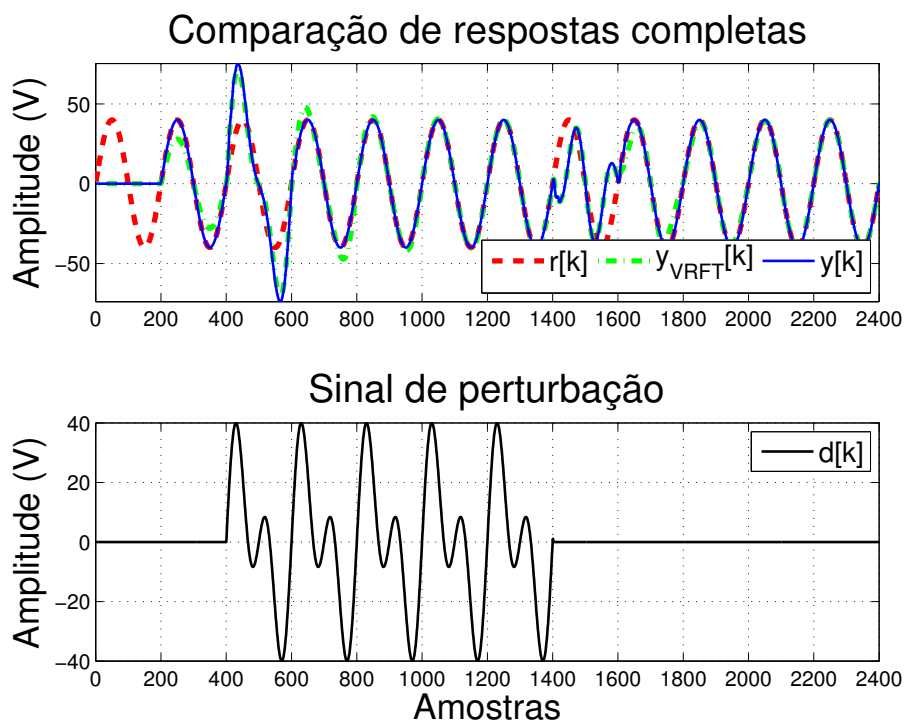
Fonte: Autor

Figura 10: Resposta à perturbação com  $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



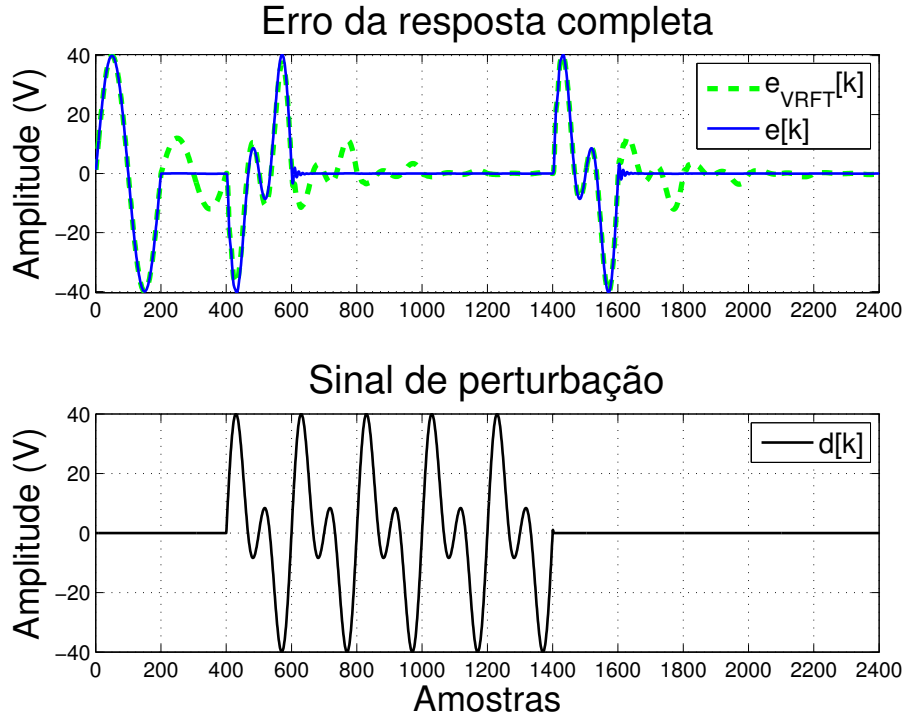
Fonte: Autor

Figura 11: Resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com  $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



Fonte: Autor

**Figura 12:** Erro da resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com  $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



Fonte: Autor

Nota-se então a partir das figuras 7 e 8 a capacidade do sistema seguir a referência desejada e rejeitar perturbações periódicas com frequência contendo a fundamental e suas harmônicas, já que  $T_1(z, \hat{\rho}_{VD})$  apresenta ganho 0dB nas frequências de interesse, enquanto  $Q_1(z, \hat{\rho}_{VD})$  atenua a frequência fundamental e suas harmônicas. Ainda, por meio das figuras 9 a 12 é possível observar um desempenho dinâmico para seguimento e rejeição de sinais periódicos mais rápido que aquele proveniente do sistema com controlador sintonizado via VRFT. As métricas obtidas com o controlador  $C_{1,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$  foram  $J_{VD} = 1,66 V$  e  $s_{VD}^2 = 0,018742 V^2$ .

Posteriormente, visando verificar a dependência do modelo de distúrbio com os polos e ganho do processo arbitrou-se valores próximos aos de  $G(z)$ . Para o caso utilizando  $g_j^* = 0,8 \pm 0,5i$ ,  $p = -0,95$ ,  $M = 3$  e  $R_p = 0,95$  obteve-se o vetor de parâmetros

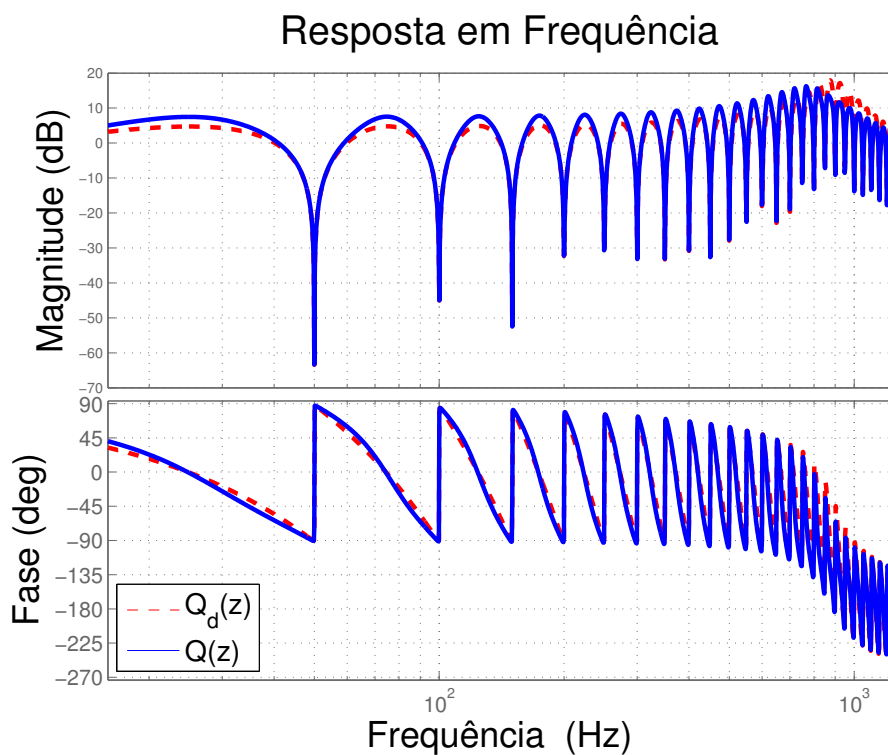
$$\hat{\rho}_{VD} = \begin{bmatrix} 11,755 \\ -18,958 \\ 10,418 \end{bmatrix} \quad (92)$$

resultando no controlador

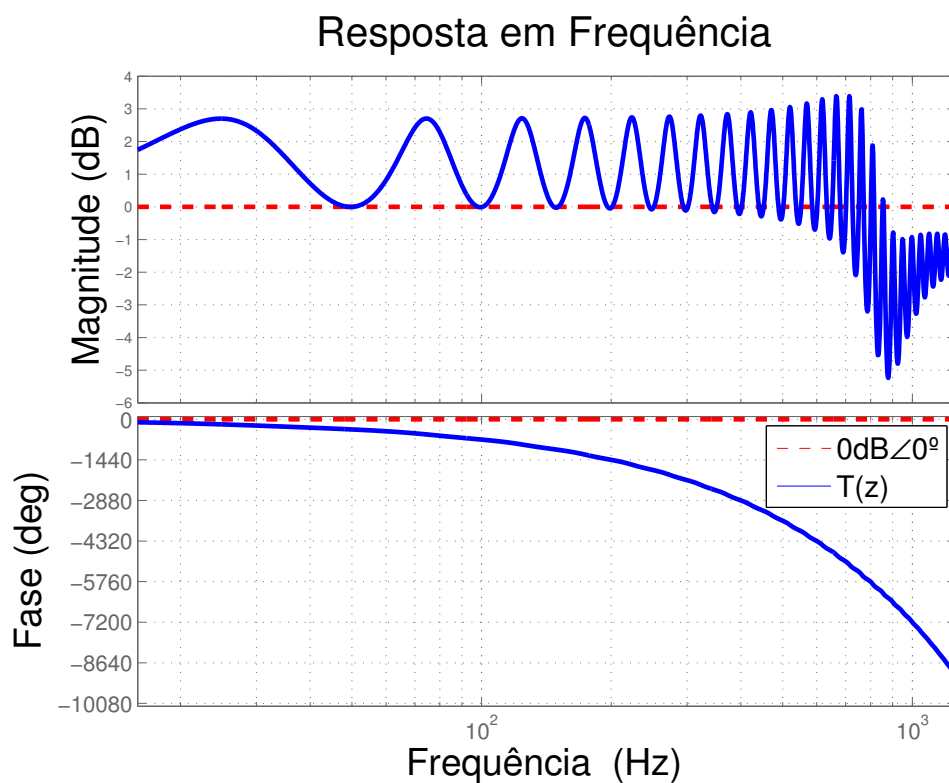
$$C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD}) = \frac{2,057z^4 + 0,7967z^3 - 2,755z^2 + 0,3288z + 1,823}{z^{202} + 0,95z^{201} - 0,25z^3 - 0,7375z^2 - 0,725z - 0,2375}. \quad (93)$$

As respostas obtidas com estes controladores são ilustradas nas figuras 13 a 18.

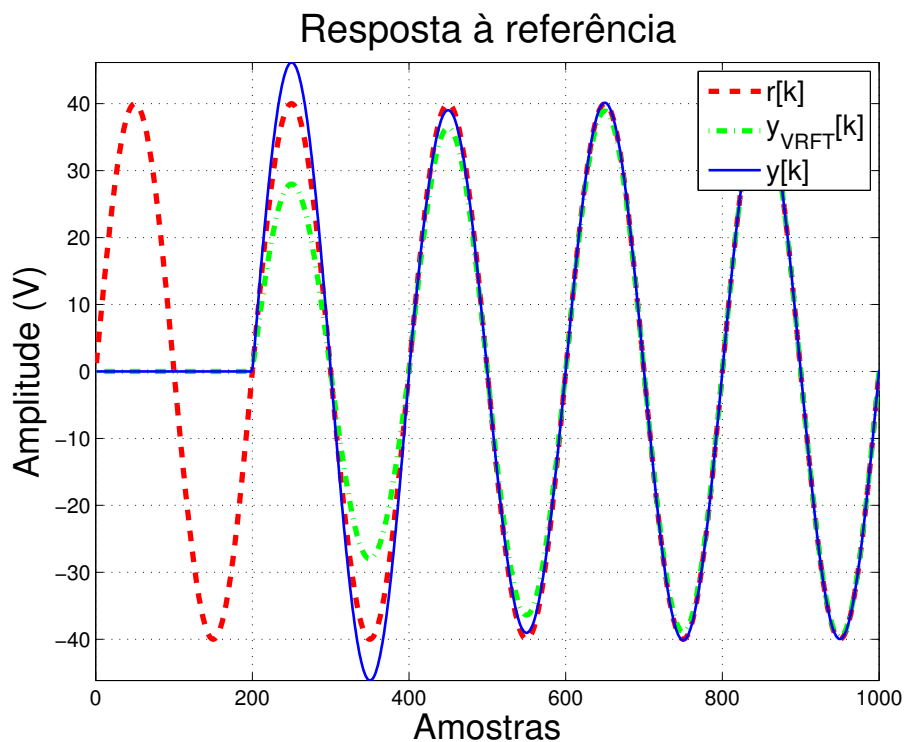
**Figura 13:** Diagrama de Bode para  $Q_2(z, \hat{\rho}_{VD})$  com  $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



**Figura 14:** Diagrama de Bode para  $T_2(z, \hat{\rho}_{VD})$  com  $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .

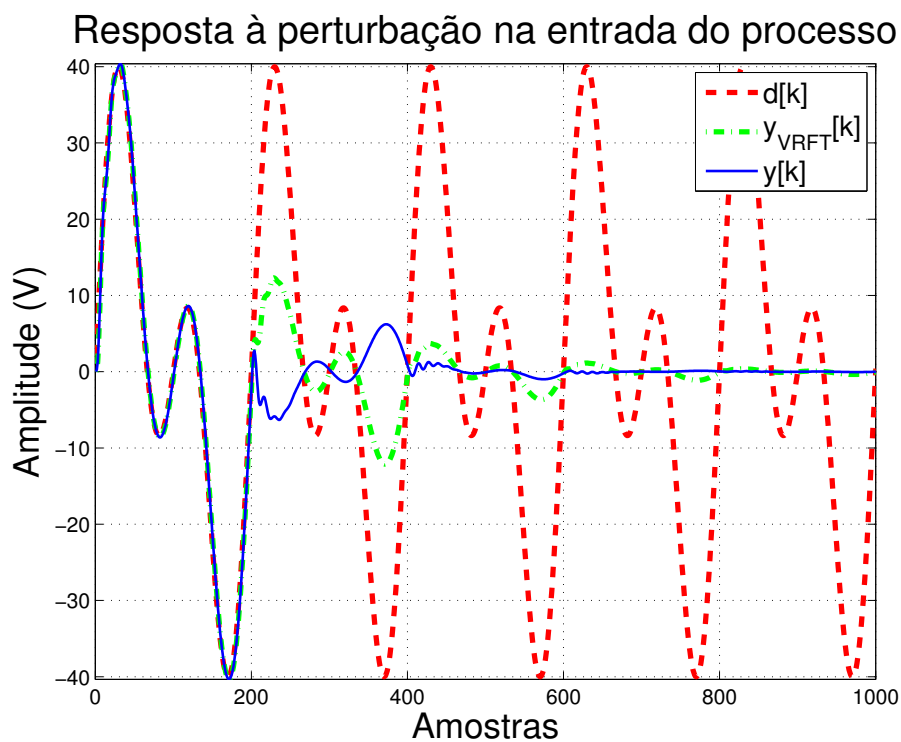


**Figura 15:** Resposta à referência com  $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



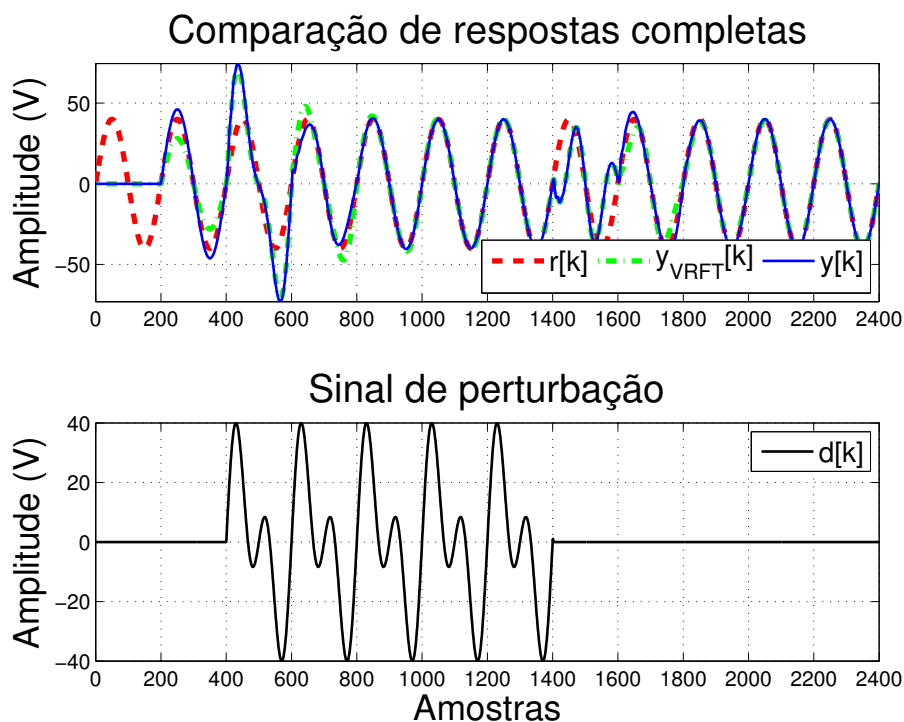
Fonte: Autor

**Figura 16:** Resposta à perturbação com  $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



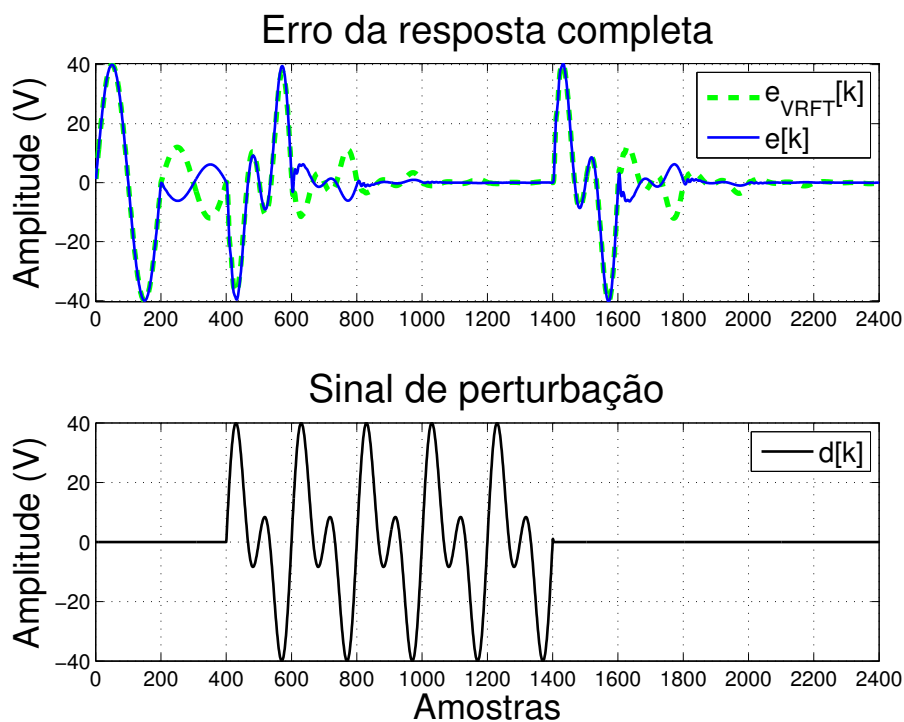
Fonte: Autor

**Figura 17:** Resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com  $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



Fonte: Autor

**Figura 18:** Erro da resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com  $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



Fonte: Autor

Por meio das figuras 13 e 14 observa-se a capacidade do sistema em seguir a referência desejada e rejeitar perturbações periódicas com frequência contendo a fundamental e suas harmônicas, tal como o resultado utilizando todas as informações do modelo da planta. Entretanto, mediante às figuras 15 e 16 é possível notar um desempenho dinâmico degradado em relação ao ilustrado nas figuras 9 e 10, apresentando também uma resposta mais agressiva no seguimento de referência. As métricas obtidas com o controlador  $C_{2,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$  foram  $J_{VD} = 68,42 V$  e  $s_{VD}^2 = 1,008114 V^2$ .

#### 4.1.1 Variação dos Parâmetros do Modelo de Distúrbio e Polo do Controlador

Ainda, sintonias foram efetuadas no intuito de analisar a influência da variação dos parâmetros do modelo de distúrbio proposto. Utilizando  $M = 3$ , a Tabela 1 mostra as métricas resultantes tanto das sintonias via VDFT quanto VRFT.

**Tabela 1:** Métricas obtidas com variação de parâmetros do modelo de distúrbio com  $M = 3$ .

Configuração	$p$	$R_p$	$g_j^*$	$k_G$	$J_{VD}[V]$	$s_{VD}^2[V^2]$	$s_{VR}^2[V^2]$
1	-0,95	0,95	0,798±0,456i	0,128	1,66	0,018742	4,023844
2	-0,95	0,98	0,798±0,456i	0,128	1,64	0,036563	4,023844
3	-0,95	0,98	0,798±0,456i	0,1	107,87	2,343713	4,023844
4	-0,95	0,95	0,736±0,425i	0,128	15,84	0,082909	4,023844
5	-0,95	0,95	0,8±0,5i	0,128	68,42	1,008114	4,023844
6	-0,5	0,95	0,798±0,456i	0,128	118,32	3,300775	4,025830

Fonte: Autor

Pela Tabela 1 é possível observar a configuração 2 com menor custo, entretanto tal métrica não reflete o desempenho transitório da resposta desta combinação uma vez que não possui o resultado com menor erro médio quadrático. Tal resultado se justifica uma vez que o arranjo 2 é menos ambicioso quanto ao desempenho transitório, apresentando assim maior variação do sinal e menor custo. Adicionalmente, a configuração 1 provê resposta com o menor erro médio quadrático dentre as elencadas. Vale ressaltar variação em  $s_{VR}^2$  da configuração 6 em relação às demais, consequência da alteração do valor do polo  $p$ , o qual é relevante para a sintonia via VRFT.

#### 4.1.2 Variação do Número de Parâmetros do Controlador

Para observar a influência do número de parâmetros do controlador elegeu-se o modelo de distúrbio da configuração 1 (aquela com menor erro médio quadrático na resposta) e variou-se  $M$ , conforme elencado na Tabela 2. Ressalta-se que  $M = 12$  foi utilizado como limite superior haja vista que o sinal da coleta de dados era composto por apenas seis senoides de frequências distintas.

**Tabela 2:** Métricas obtidas para variação do número de parâmetros do controlador utilizando o modelo de distúrbio da configuração 1.

$M$	$J_{VD}[V]$	$s_{VD}^2[V^2]$	$s_{VR}^2[V^2]$
1	$\infty$	$\infty$	$\infty$
2	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	1,669	0,018742	4,023844
4	1,660	0,018509	4,023873
5	1,661	0,018502	4,023857
6	1,614	0,018642	4,023858
7	1,603	0,018618	4,023857
8	1,602	0,018624	4,023857
9	1,599	0,018622	4,023857
10	1,599	0,018614	4,023857
11	1,598	0,018612	4,023857
12	1,598	0,018603	4,023857

Fonte: Autor

Da Tabela 2 nota-se que para apenas um ou dois parâmetros do controlador, não obtém-se resposta estável em malha fechada. Ainda, os resultados com menores custos são aqueles com  $M = 11$  e  $M = 12$ , embora a variação não seja elevada. No entanto a resposta com menor erro médio quadrático é aquela com  $M = 5$ . É possível observar também que todas as respostas estáveis proveniente de sintonia via VDFT apresentaram erro médio quadrático menor que aquelas advindas de sintonia via VRFT.

## 4.2 RESPOSTAS OBTIDAS VIA VDFT FLEXÍVEL

Semelhante ao caso anterior, para a aplicação do algoritmo de sintonia de controlador repetitivo via VDFT flexível também variou-se alguns parâmetros do modelo de distúrbio, desta vez utilizando um controlador estabilizante polinomial. A variação de valores teve como intuito observar a influência do modelo da planta no desempenho das respostas. Ainda, para o ciclo de iterações do método definiu-se uma tolerância  $\epsilon = 1$  sendo esta utilizada como critério de parada do algoritmo de acordo com

$$|(|\hat{\rho}_{i+1}| - |\hat{\rho}_i|)| > \epsilon. \quad (94)$$

O filtro  $K(z) = 1$  foi utilizado para a primeira iteração, sendo este atualizado pelo algoritmo juntamente com  $Q_d(z, \eta)$  de forma que  $K(z) = Q_d(z, \eta)$ . Nesta seção a coleta de dados para sintonia do primeiro controlador (estabilizante, via VRFT) é efetuada em malha aberta, sendo as coletas posteriores para VDFT flexível obtidas em malha fechada.

Visando independência de  $G(z)$  inicialmente definiu-se  $g_j^* = 0 \pm 0i$ . Além disso, arbitrou-se  $M = 3$  e  $R_p = 0,95$ . Com estes parâmetros obteve-se via VRFT o vetor de parâmetros

$$\hat{\rho}_{VR} = \begin{bmatrix} 3,464 \\ -5,756 \\ 3,292 \end{bmatrix} \quad (95)$$



resultando no controlador

$$C_{2,VR}(z, \hat{\rho}_{VR}) = \frac{0,6063z^4 + 0,2052z^3 - 0,8324z^2 + 0,1449z + 0,5762}{z^{201} - 0,25z^2 - 0,5z - 0,25}, \quad (96)$$

enquanto o método VDFT flexível sintonizou

$$\hat{\eta} = \begin{bmatrix} 0,797 \\ 0,237 \end{bmatrix} \quad (97)$$

e

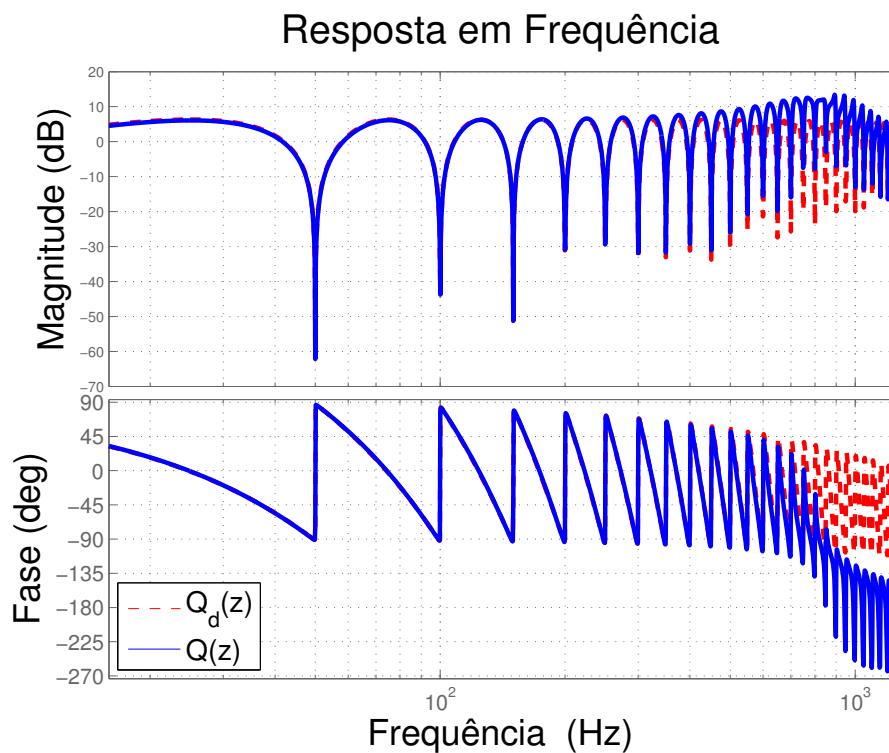
$$\hat{\rho}_{VD} = \begin{bmatrix} 5,471 \\ -9,144 \\ 5,109 \end{bmatrix} \quad (98)$$

resultando no controlador

$$C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD}) = \frac{0,9574z^4 + 0,3146z^3 - 1,349z^2 + 0,1881z + 0,8942}{z^{201} - 0,25z^2 - 0,5z - 0,25}. \quad (99)$$

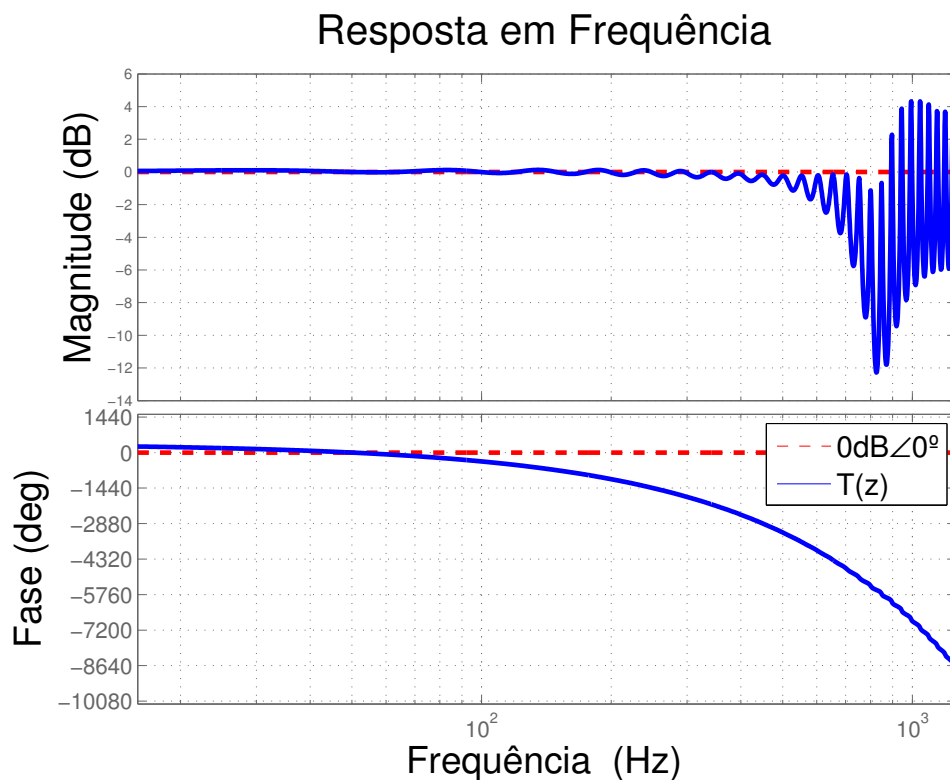
A aplicação destes controladores em malha fechada resultou nas respostas das figuras 19 a 24.

**Figura 19:** Diagrama de Bode para  $Q_3(z, \hat{\rho}_{VD})$  com  $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



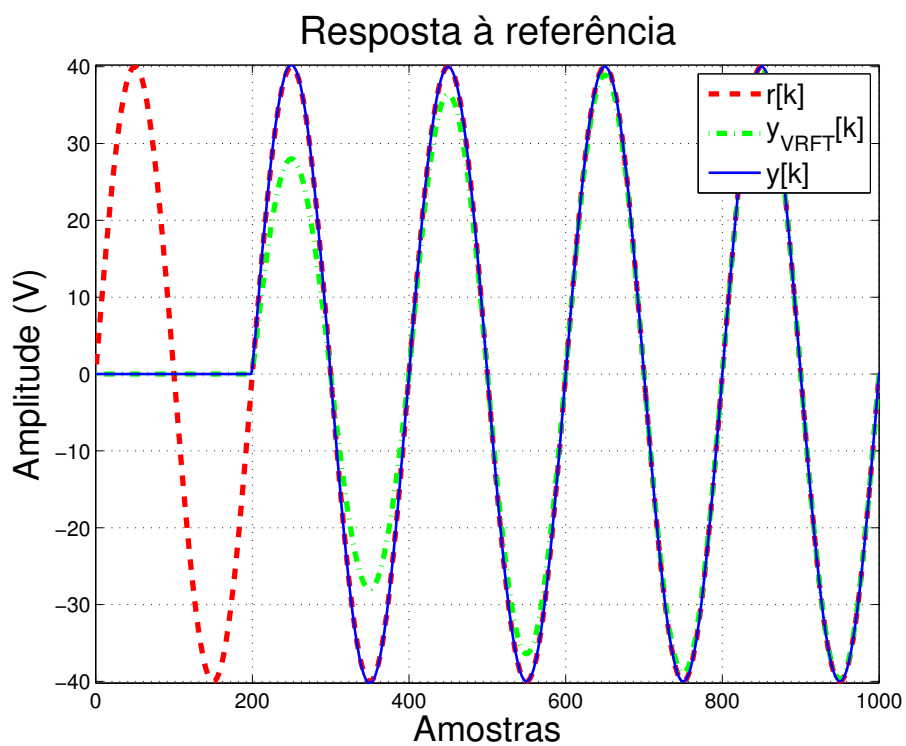
Fonte: Autor

Figura 20: Diagrama de Bode para  $T_3(z, \hat{\rho}_{VD})$  com  $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



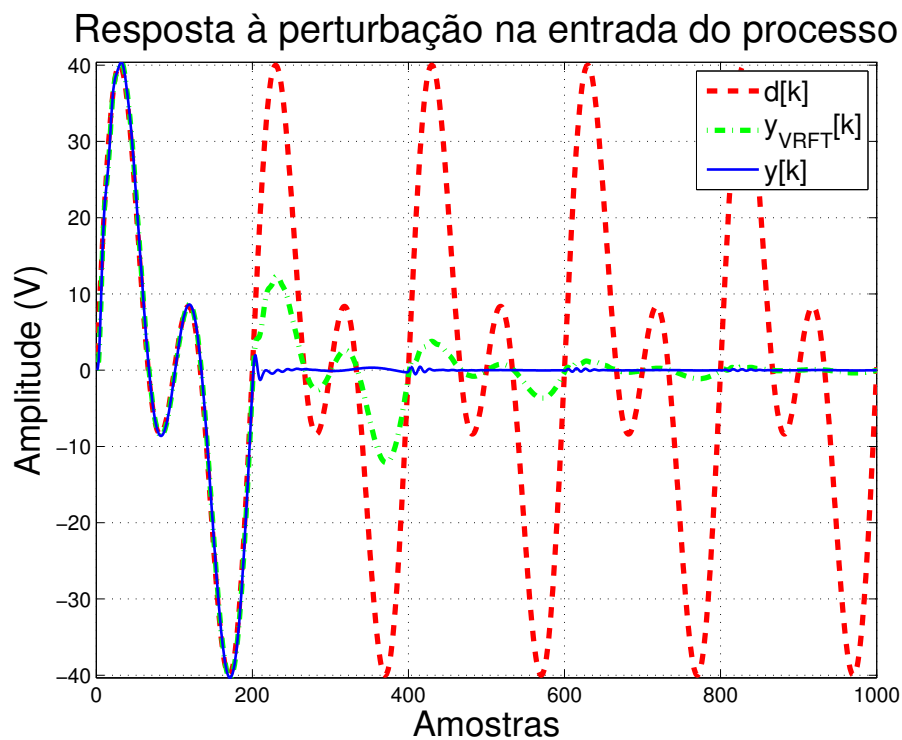
Fonte: Autor

Figura 21: Resposta à referência com  $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



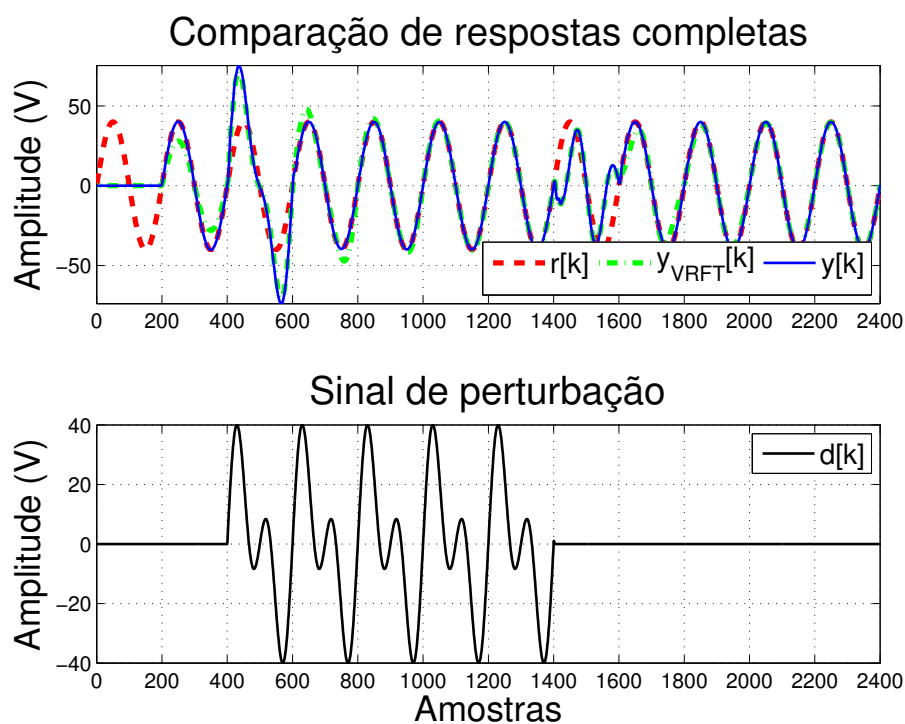
Fonte: Autor

Figura 22: Resposta à perturbação com  $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



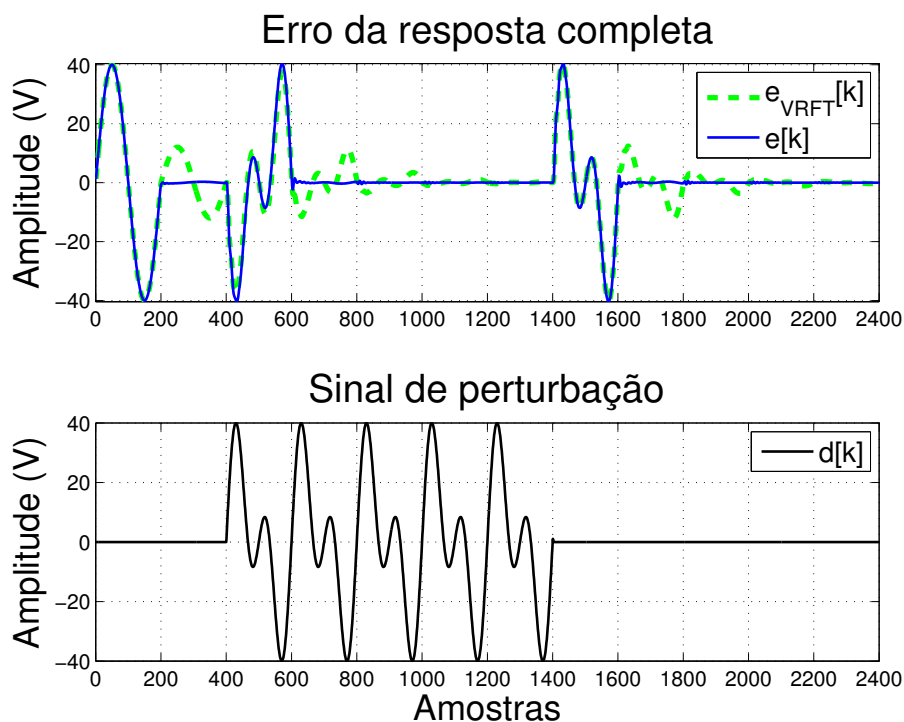
Fonte: Autor

Figura 23: Resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com  $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



Fonte: Autor

**Figura 24:** Erro da resposta do sistema excitado com ambas referência e perturbação com  $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$ .



Fonte: Autor

Desta forma, percebe-se a capacidade do seguimento da referência objetivo e rejeição das harmônicas de interesse sem a necessidade do conhecimento dos parâmetros da função de transferência do modelo do processo. Nota-se ainda que, assim como nos resultados obtidos com VDFT clássico, utilizando a versão flexível é possível obter desempenho transitório superior ao oferecido pela sintonia via VRFT. As métricas obtidas com o controlador  $C_{3,VD}(z, \hat{\rho}_{VD})$  foram  $J_{VD} = 12,44 V$  e  $s_{VD}^2 = 0,005146 V^2$ .

#### 4.2.1 Variação dos Parâmetros do Modelo de Distúrbio

No intuito de explorar algumas configurações possíveis para a abordagem flexível do método VDFT, sintonizou-se outros cinco controladores repetitivos, conforme elencadas as configurações 1 a 5 da Tabela 3. Tais controladores, quando aplicados em malha fechada, resultaram nas métricas exibidas pela Tabela 4.

**Tabela 3:** Dados de sintonia para variação de parâmetros do modelo de distúrbio com  $M = 3$ .

Configuração	$R_p$	$g_j^*$	$\rho_2$	$\rho_1$	$\rho_0$	$\eta_1$	$\eta_0$
1	0,95	$0 \pm 0i$	5,490	-9,182	5,129	0,797	0,237
2	0,95	$0,798 \pm 0,456i$	4,998	-8,249	4,678	0,120	0,128
3	0,95	$0,8 \pm 0,5i$	5,094	-8,329	4,665	0,051	0,239
4	0,97	$0 \pm 0i$	3,932	-6,087	3,576	0,812	0,223
5	0,97	$0,798 \pm 0,456i$	4,973	-8,204	4,654	0,120	0,128

Fonte: Autor

**Tabela 4:** Métricas obtidas para variação de parâmetros do modelo de distúrbio flexível com  $M = 3$ .

Configuração	$R_p$	$g_j^*$	$J_{VD}[V]$	$s_{VD}^2[V^2]$	$s_{VR}^2[V^2]$
1	0,95	$0 \pm 0i$	12,44	0,005146	1,539057
2	0,95	$0,798 \pm 0,456i$	3,79	0,005763	1,539057
3	0,95	$0,8 \pm 0,5i$	6,82	0,006288	1,539057
4	0,97	$0 \pm 0i$	14,71	0,014541	1,539057
5	0,97	$0,798 \pm 0,456i$	3,79	0,005990	1,539057

Fonte: Autor

A partir da Tabela 4 nota-se que as configurações 2 e 5, as quais utilizam os valores dos polos do processo, apresentam menor custo dentre os elencados. Entretanto, estas combinações não apresentam o menor erro médio quadrático na resposta à perturbação, sendo o menor valor apresentado pela combinação 1, a qual não utiliza informações dos polos da planta. Observa-se ainda que a erro médio quadrático obtido nas respostas provenientes do método VDFT é menor que aqueles advindas da sintonia via VRFT.

#### 4.2.2 Variação do número de parâmetros do controlador

Por fim, com o intuito de analisar a influência do número de parâmetros do controlador no desempenho da resposta ao distúrbio, elegeu-se a combinação 1 para configurar os parâmetros do modelo de distúrbio e variou-se o valor de  $M$  entre 1 e 8. Salienta-se que  $M = 8$  foi utilizado como limite superior visto que o sinal da coleta de dados era composto por apenas cinco senoides de frequências distintas, sendo possível a identificação de 10 parâmetros (2 para  $Q_d(z, \eta)$  e até 8 para o controlador). As métricas obtidas são ilustradas na Tabela 5.

**Tabela 5:** Métricas obtidas para variação do número de parâmetros do controlador.

$M$	$J_{VD}[V]$	$s_{VD}^2[V^2]$	$s_{VR}^2[V^2]$
1	$\infty$	$\infty$	$\infty$
2	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	12,44	0,005146	1,539057
4	13,99	0,011473	1,541664
5	14,57	0,015185	1,539375
6	13,03	0,009031	1,539413
7	14,27	0,013953	1,539307
8	14,96	0,015021	1,539284

Fonte: Autor

Da Tabela 5 nota-se que para  $M = 1$  e  $M = 2$  não obtém-se resposta estável em malha fechada. Ainda, o resultado com menor custo e erro médio quadrático na resposta é aquele com  $M = 3$ . É possível observar também que todas as respostas estáveis provenientes de sintonia via VDFT apresentaram erro médio quadrático menor que aquelas advindas de sintonia via VRFT.

### 4.3 CONSIDERAÇÕES

É importante salientar que diversas combinações de parâmetros dos algoritmos foram testadas, sendo apresentadas apenas aquelas com desempenho satisfatório. Ainda, para os controladores sintonizados apenas se obteve sucesso quando utilizado o filtro  $H(z)$  abordado no Capítulo 2, não havendo sucesso ao utilizar  $H(z) = 1$ . Outra estratégia que não foi bem-sucedida se baseava em fixar zeros do controlador dentro do círculo unitário. Por fim, buscou-se variar também o número de parâmetros livres do modelo de distúrbio flexível, entretanto, visto que o processo do estudo de caso apenas possuía um zero, mais parâmetros resultaram em respostas instáveis ou em falha na convergência do algoritmo.

## 5 CONCLUSÃO

O presente trabalho propôs a aplicação do método VDFT para sintonia de controladores repetitivos de tempo discreto com enfoque na rejeição de perturbações periódicas. Para possibilitar o desenvolvimento deste trabalho foram apresentadas definições acerca da classe de controlador, da coleta de dados do processo e do desenvolvimento de um modelo de distúrbio. Da coleta de dados, arbitrou-se sinais periódicos compostos pela soma de senoides, excitando assim o sistema com um número finito de frequências distintas. Do modelo de distúrbio, utilizou-se dos resultados obtidos para o projeto de controladores repetitivos via VRFT (MORETTO, 2023) para entendimento do problema e formulação das funções de transferência para o método VDFT e sua versão flexível. A partir da metodologia apresentada obteve-se resultados de sintonia variando parâmetros tanto do controlador repetitivo quanto do modelo de distúrbio proposto. Por meio destas variações foi possível perceber a influência dos parâmetros dependentes da planta nos desempenhos obtidos com os controladores projetados.

Neste contexto, os resultados obtidos através da sintonia via VDFT clássico se mostraram mais satisfatórios quando utilizados valores de ganho, zero e polos próximos ao do modelo da planta, havendo menor variação no sinal da resposta à perturbação na entrada do processo e custo dentre as combinações verificadas. Ainda, utilizando esta configuração e variando o número de zeros do controlador foi possível notar pouca influência deste parâmetro no custo e erro médio quadrático da resposta, embora a configuração com três zeros e um ganho tenha sido a que apresentou o menor custo, enquanto a configuração com quatro zeros obteve o menor erro médio quadrático. Ademais, todas as respostas obtidas via VDFT apresentaram menor variação que aquelas advindas de sintonia via VRFT.

Por meio da sintonia via VDFT flexível observou-se um melhor desempenho para resposta à perturbação quando utilizados polos nulos, apresentando assim menor variação no sinal. Adicionalmente, quando utilizada esta configuração, variando-se o número de parâmetros do controlador, verificou-se um maior erro médio quadrático do sinal de saída quando utilizados mais do que dois zeros. Assim, a combinação com melhor sinal de resposta foi obtida com três parâmetros. É importante salientar que a abordagem flexível se mostrou independente dos valores do modelo do processo, apresentando também menor erro médio quadrático que os resultados obtidos com VRFT.

Todavia, embora os resultados apresentados tenham apresentado desempenho dinâmico superior ao proveniente do método VRFT, vale ressaltar que o ajuste dos parâmetros do modelo de distúrbio em conjunto com os do controlador é mais sensível do que o ajuste do VRFT. Desta forma, o intervalo de valores possível para cada parâmetro do algoritmo de VDFT é mais restrito, dificultando assim o projeto do controlador.

Em síntese, o projeto de controladores repetitivos via VDFT com foco na rejeição de perturbações periódicas foi bem sucedido, haja vista que obteve-se conjuntos de parâmetros que possibilitaram uma sintonia com desempenho adequado.

Por fim, para trabalhos futuros sugere-se a reformulação do método VDFT flexível de forma a possibilitar a identificação dos polos da planta juntamente com o controlador. Ademais, é recomendada também a excitação do sistema para coleta de dados do processo a partir de outros sinais que possibilitem a identificação de mais parâmetros, tal como o pseudo-aleatório (ou *Pseudo Random Binary Sequence* - PRBS). De igual forma, aconselha-se a realização de testes no *software* PSIM com o circuito do inversor de tensão simulado. Sugere-se também o uso do método para aplicação na UPS disponível no laboratório LASCAR, tanto em simulação via PSIM quanto no dispositivo real, sendo necessário para estes casos um estudo acerca do controle de corrente e uso de variáveis instrumentais devido à presença de ruído.



## REFERÊNCIAS

- AAMIR, M.; AHMED KALWAR, K.; MEKHILEF, S. Review: Uninterruptible Power Supply (UPS) system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 58, p. 1395–1410, 2016. ISSN 1364-0321. DOI: 10.1016/j.rser.2015.12.335.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. *Data-driven controller design: the H2 approach*. Dordrecht, Netherlands: Springer, 2011. ISBN 978-94-007-2299-6.
- BAZANELLA, A. S.; GOMES DA SILVA JR, J. M. *Sistemas de controle: princípios e métodos de projeto*. Porto Alegre, Brazil: Editora da UFRGS, 2005. ISBN 978-85-7025-849-6.
- BEAL, G. D. P. et al. Projeto de Controlador Repetitivo com Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT). Sociedade Brasileira de Automática, 2023. Disponível em: <[https://sbai2023.com.br/submissoes/file/paper\\_3361.pdf](https://sbai2023.com.br/submissoes/file/paper_3361.pdf)>.
- BORDIGNON, V.; CAMPESTRINI, L. Improving the choice of disturbance reference model in data-driven control methods. In: PROCEEDINGS XXII Congresso Brasileiro de Automática. [S.l.]: SBA Sociedade Brasileira de Automática, 2018. DOI: 10.20906/cps/cba2018-1052. Disponível em: <<https://doi.org/10.20906/cps/cba2018-1052>>.
- CAMPESTRINI, L. *Contribuições para métodos de controle baseados em dados obtidos em apenas um experimento*. 2010. Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brazil.
- CAMPI, M. C.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. M. Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica*, v. 38, n. 8, p. 1337–1346, 2002. DOI: 10.1016/S0005-1098(02)00032-8.
- CORLETA, A. et al. Data-driven control design applied to uninterruptible power supplies. In: 2016 IEEE Conference on Control Applications (CCA). [S.l.: s.n.], 2016. P. 1312–1317. DOI: 10.1109/CCA.2016.7587988.
- ECKHARD, D.; CAMPESTRINI, L.; BOEIRA, E. C. Virtual disturbance feedback tuning. *IFAC Journal of Systems and Control*, Elsevier BV, v. 3, p. 23–29, mar. 2018. DOI: 10.1016/j.ifacsc.2018.01.003. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.ifacsc.2018.01.003>>.
- FLORES, J. V. *Projeto de controladores para o seguimento de referências periódicas em sistemas com atuadores saturantes*. 2012. Tese (Doutorado) – Federal University of Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brazil.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976. ISSN 0005-1098. DOI: 10.1016/0005-1098(76)90006-6.

- KO, S.-H. et al. Application of voltage- and current-controlled voltage source inverters for distributed generation systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 782–792, 2006. DOI: 10.1109/TEC.2006.877371.
- MORETTO, R. M. F. *Aplicação de métodos de controle baseados em dados na sintonia de controladores repetitivos*. 2023. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/257952>>.
- NISE, N. S. *Engenharia De Sistemas De Controle*. Paperback. [S.l.]: LTC, 2020. ISBN 978-8521634355.
- PAOLI BEAL, G. D. et al. Harmonic Rejection on UPS through Cascade VRFT of Proportional-Resonant Controller. In: 2023 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA). [S.l.: s.n.], 2023. P. 1083–1088. DOI: 10.1109/CCTA54093.2023.10252391.
- PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple Resonant Controllers for Uninterruptible Power Supplies—A Systematic Robust Control Design Approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical e Electronics Engineers (IEEE), v. 61, n. 3, p. 1528–1538, mar. 2014. DOI: 10.1109/tie.2013.2259781. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tie.2013.2259781>>.
- RAMOS, G.; COSTA-CASTELLÓ, R. Comparison of Different Repetitive Control Architectures: Synthesis and Comparison. Application to VSI Converters. *Electronics*, MDPI AG, v. 7, n. 12, p. 446, dez. 2018. DOI: 10.3390/electronics7120446. Disponível em: <<https://doi.org/10.3390/electronics7120446>>.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits, and applications*. 3. ed. Burlington, United States of America: Elsevier, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5.
- SANFELICI BAZANELLA, A.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. The data-driven approach to classical control theory. *Annual Reviews in Control*, Elsevier BV, v. 56, p. 100906, 2023. ISSN 1367-5788. DOI: 10.1016/j.arcontrol.2023.100906. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.arcontrol.2023.100906>>.
- ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of the American society of mechanical engineers*, American Society of Mechanical Engineers, v. 64, n. 8, p. 759–765, 1942.