

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Renan Maurício Feltes Moretto

**APLICAÇÃO DE MÉTODOS DE CONTROLE BASEADOS  
EM DADOS NA SINTONIA DE CONTROLADORES  
REPETITIVOS**

Porto Alegre

2023

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL**  
**ESCOLA DE ENGENHARIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Renan Maurício Feltes Moretto

**APLICAÇÃO DE MÉTODOS DE CONTROLE BASEADOS  
EM DADOS NA SINTONIA DE CONTROLADORES  
REPETITIVOS**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores

Porto Alegre

2023

RENAN MAURÍCIO FELTES MORETTO

**APLICAÇÃO DE MÉTODOS DE CONTROLE BASEADOS  
EM DADOS NA SINTONIA DE CONTROLADORES  
REPETITIVOS**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a Graduação em Engenharia Elétrica.

---

**Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores**  
Orientador e Banca Examinadora - UFRGS

---

**Profa. Dra. Lucíola Campestrini**  
Banca Examinadora - UFRGS

---

**Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano**  
Banca Examinadora - UFRGS

# Resumo

Este trabalho propõe uma metodologia sistemática para realizar a sintonia de controladores repetitivos utilizando o método *virtual reference feedback tuning*. São definidos o ensaio de coleta de dados, a escolha do modelo de referência e a parametrização do controlador utilizado. São consideradas as configurações série e *plug-in*, diferentes topologia de controlador e condições ideais. É realizado um estudo de caso aplicando o método desenvolvido no controle do estágio de saída de uma fonte de alimentação ininterrupta (UPS). A dinâmica da UPS é simulada pelo *software* PSIM, enquanto o sistema de controle é implementado através do *software* Matlab. O desempenho do sistema obtido é avaliado com base na norma ISO/IEC 62040-3:2011. Os resultados apresentam que o método VRFT é robusto e capaz de sintonizar controladores repetitivos com topologia de controlador não ideal. O estudo de caso resultou em um sistema com baixas distorções harmônicas, porém com desempenho transitório satisfazendo apenas o perfil mais restritivo da norma apenas para degraus aditivos de carga.

**Palavras-chave:** Controlador Repetitivo, Controle Baseado em Dados, Fonte de Alimentação Ininterrupta, *Virtual Reference Feedback Tuning*.

# Abstract

This work proposes a systematic methodology to design repetitive controllers using the Virtual Reference Feedback Tuning method. It is defined the experiment for data collection, choice of reference model and controller parametrization. It considers the series and plug-in configurations, various controller topologies and ideal conditions. A study case is done, applying the developed method on the control of a uninterruptible power supply's (UPS) output stage. The UPS system dynamic is simulated using the software PSIM, while the control system is implemented using the software Matlab. The system's performance is evaluated considering the ISO/IEC 62040-3:2011 standard. Results show that the VRVT method is robust and capable of tuning repetitive controllers, even if the controller topology is non ideal. The study case resulted in a system with low harmonics distortions, however satisfying the standard's most restrictive transient profile only for additive load steps.

**Keywords:** Data-Driven Control, Repetitive Controller, Uninterruptible Power Supply, Virtual Reference Feedback Tuning.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de um Sistema em Malha Fechada. . . . .	15
Figura 2 – Gerador de Sinal Periódico Genérico . . . . .	17
Figura 3 – Diagrama do experimento para obtenção de dados no método VRFT. Dados reais (linhas sólidas) e dados virtuais (linhas pontilhadas). . . .	19
Figura 4 – Circuito elétrico do estágio de saída da UPS. . . . .	22
Figura 5 – Perfil de tensão de saída admissível para cargas críticas sensíveis. . . .	23
Figura 6 – Controlador Repetitivo - Configuração Série. . . . .	24
Figura 7 – Diagrama de Bode da $T_d(z)$ . . . . .	26
Figura 8 – Respostas das $T(z, \rho)$ para cada sinal de excitação. . . . .	28
Figura 9 – Diagrama de Bode - Controlador Racional. . . . .	30
Figura 10 – Diagrama de Bode - Controlador Polinomial. . . . .	32
Figura 11 – Comparação topologias racional e polinomial. . . . .	33
Figura 12 – Diagrama de Bode - Caso Racional. . . . .	35
Figura 13 – Diagrama de Bode - Caso Polinomial. . . . .	36
Figura 14 – Controlador Repetitivo - Configuração <i>Plug-in</i> . . . . .	37
Figura 15 – Diagrama de Bode da $T_d(z)$ . . . . .	41
Figura 16 – Respostas da $T(z, \rho)$ . . . . .	41
Figura 17 – Diagrama de Bode - Controlador Racional. . . . .	43
Figura 18 – Diagrama de Bode - Controlador Polinomial. . . . .	44
Figura 19 – Comparação topologias com racional e polinomial. . . . .	45
Figura 20 – Diagrama de Bode - $T_0(z)$ de Segunda Ordem. . . . .	47
Figura 21 – Diagrama de Bode - Caso Racional. . . . .	49
Figura 22 – Diagrama de Bode - Caso Polinomial. . . . .	50
Figura 23 – Diagrama de Bode - $T_d(z)$ configuração série. . . . .	51
Figura 24 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de saída da UPS.	53
Figura 25 – Perfil Transitório de Tensão - Carga Linear. . . . .	56
Figura 26 – Perfil Transitório de Tensão - Carga Não Linear. . . . .	57
Figura 27 – Perfil Transitório de Tensão - Carga Linear. . . . .	59
Figura 28 – Perfil Transitório de Tensão - Carga Não Linear. . . . .	60

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Limites de IDHs admissíveis em UPS de baixa tensão. . . . .	23
Tabela 2 – Resultados dos Sinais de Excitação . . . . .	28
Tabela 3 – Resultados de $J_y(\rho)$ para o Controlador Racional . . . . .	30
Tabela 4 – Resultados de $J_y(\rho)$ para o Controlador Polinomial . . . . .	31
Tabela 5 – Resultados de $J_y(\rho)$ para o Controlador Racional . . . . .	34
Tabela 6 – Resultados de $J_y(\rho)$ para o Controlador Polinomial . . . . .	34
Tabela 7 – Resultados de $J_y(\rho)$ para o Controlador Racional . . . . .	42
Tabela 8 – Resultados de $J_y(\rho)$ para o Controlador Polinomial . . . . .	44
Tabela 9 – Resultados Controlador de Diferentes Ordens . . . . .	46
Tabela 10 – Resultados $T_0$ de Segunda Ordem . . . . .	48
Tabela 11 – Resultados $T_d$ da Configuração Série . . . . .	49
Tabela 12 – Componentes elétricos do estágio de saída da UPS e cargas de saída. .	52
Tabela 13 – Série - Distorção Harmônica - Carga Linear . . . . .	56
Tabela 14 – Série - Distorção Harmônica - Carga Não Linear . . . . .	57
Tabela 15 – <i>Plug-in</i> - Distorção Harmônica - Carga Linear . . . . .	58
Tabela 16 – <i>Plug-in</i> - Distorção Harmônica - Carga Não Linear . . . . .	60

# Lista de abreviaturas e siglas

DC	<i>Direct Current</i>
IEC	International Electrotechnical Commission
IHD	<i>Individual Harmonic Distortion</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
LC	Indutivo-Capacitivo
LGR	Logar Geométrico das Raízes
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RC	Resistivo-Capacitivo
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VI	Variável Instrumental
VRFT	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>11</b>
<b>2</b>	<b>CONCEITOS DE BASE</b>	<b>14</b>
2.1	Controle por Modelo de Referência	14
2.2	Controlador Repetitivo	16
2.3	Método VRFT	18
2.3.1	Caso Ideal	18
2.3.2	Controlador Subparametrizado	20
2.4	Fonte de Alimentação Ininterrupta	21
<b>3</b>	<b>CONFIGURAÇÃO SÉRIE DO CONTROLADOR REPETITIVO</b>	<b>24</b>
3.1	Sistema de Interesse	25
3.2	Influência do Sinal de Excitação	26
3.3	Parametrização do Controlador	29
3.3.1	Controlador Racional	29
3.3.2	Controlador Polinomial	31
3.4	Modelo de Referência proposto em (Beal 2021)	32
3.5	Considerações Finais	35
<b>4</b>	<b>CONFIGURAÇÃO <i>PLUG-IN</i> DO CONTROLADOR REPETITIVO</b>	<b>37</b>
4.1	Caso Supondo $T_0(z)$ Conhecida	40
4.1.1	Influência do Sinal de Excitação	40
4.1.2	Parametrização do Controlador	42
4.1.2.1	Controlador Racional	42
4.1.2.2	Controlador Polinomial	43
4.1.2.3	Controladores de Diferentes Ordens	45
4.2	Aproximação de Segunda Ordem para $T_0(z)$	46
4.3	Modelo de Referência da Configuração Série	48
4.4	Considerações Finais	49
<b>5</b>	<b>ESTUDO DE CASO: CONTROLE DE UPS</b>	<b>52</b>
5.1	Ambiente de Simulação	52
5.2	Ensaio Realizados	53
5.3	Ajuste de Parâmetros	54
5.4	Resultados	55
5.4.1	Configuração Série	55

5.4.2	Configuração <i>Plug-in</i> . . . . .	58
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>61</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>63</b>
	<b>APÊNDICE A – VALORES DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR NO ESTUDO DE CASO</b> . . . . .	<b>65</b>
<b>A.1</b>	<b>Configuração Série</b> . . . . .	<b>65</b>
<b>A.2</b>	<b>Configuração <i>Plug-in</i></b> . . . . .	<b>65</b>

# 1 Introdução

O campo de Sistemas de Controle busca resolver diversos problemas práticos, como o controle de máquinas síncronas e o posicionamento de servomecanismos, tendo o seguimento de referências e a rejeição de distúrbio como um dos seus principais objetivos de controle. Para isso, existem várias topologias de controladores que podem ser aplicados, como os controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo), ressonantes e repetitivos (Jr, Pereira e Flores 2022). Os controladores repetitivos se destacam por garantir o seguimento e a rejeição de sinais periódicos com elevado conteúdo harmônico através de uma estrutura de controle simples, baseada em um elemento de atraso temporal em série com um filtro em um laço de realimentação positiva.

O controlador repetitivo teve suas condições de estabilidade estabelecidas em (Hara *et al.* 1988), com a introdução de um filtro passa-baixas em série com o elemento de atraso. Com esse filtro, foi possível a obtenção de melhores margens de estabilidade se comparadas com a sua formulação original. Os trabalhos recentes associados a essa classe de controladores focam na combinação de estruturas repetitivas com modos deslizantes (Jia e Longman 2021), extensões para sistemas não lineares de fase não mínima (Astolfi, Marx e van de Wouw 2021), e o desenvolvimento de métodos de projeto quando o sinal de erro é uma variável complexa (Neto, Neves e Souza 2021).

A estrutura de controle do controlador repetitivo é importante principalmente nas áreas de Eletrônica e Sistemas de Potência, onde os sinais de interesse são periódicos com componentes frequenciais geralmente associados a harmônicos da rede elétrica (Zhou *et al.* 2006). Uma aplicação típica é no controle de fontes de alimentação ininterrupta - *Uninterruptible Power Supply* (UPS) - que são dispositivos de eletrônica de potência designados para suprir cargas críticas com tensão controlada, garantindo o fornecimento de energia elétrica de forma ininterrupta (Pereira *et al.* 2014). O desempenho de uma UPS é regulado por normas (ISO/IEC 62040-3 2011) que determinam os critérios técnicos de conformidade do equipamento, avaliando sua capacidade de fornecer uma tensão senoidal com amplitude e frequência constantes e baixo conteúdo harmônico, mesmo sob variação de carga e instabilidades na rede elétrica.

Um dos desafios do uso dos métodos clássicos de projeto de controlador, como o método de Lugar Geométrico das Raízes - LGR, é a necessidade da modelagem matemática da planta e um processo de sintonia do controlador, que muitas vezes não é sistemático, o que pode atrasar o desenvolvimento de novas tecnologias. Uma abordagem alternativa para evitar esses problemas são os métodos de controle baseado em dados, como o *Virtual Reference Feedback Tuning* - VRFT (Bazanella, Campestrini e Eckhard

2012), que realizam a sintonia do controlador utilizando dados de entrada e saída da planta de interesse, obtidos a partir de ensaios do processo, evitando assim a necessidade de uma modelagem matemática. Nesse método, é minimizado um critério de desempenho  $\mathcal{H}_2$  associado à resposta do sistema em malha fechada para o problema de seguimento de referências, sendo tipicamente utilizado na sintonia de controladores PID.

Como vantagens, o método VRFT necessita apenas de um ensaio na planta para coleta de dados; também é capaz de solucionar o problema de otimização do critério de desempenho através de uma equação de mínimos quadrados, sendo mais computacionalmente eficiente do que métodos iterativos; e ainda apresenta metodologias para lidar com sistemas de fase não-minima mesmo sem conhecimento exato da função de transferência da planta. Os desafios de sua aplicação incluem a escolha de um modelo de referência adequado, que deve respeitar o comportamento da planta e evitar instabilidades; a parametrização linear do controlador, para permitir a otimização de seus parâmetros através do método dos mínimos quadrados; e a definição dos sinais utilizados no ensaio de coleta de dados da planta, que devem ser capazes de excitar suficientemente a planta para utilização do método. Esses desafios de implementação são abordados no presente projeto, propondo uma metodologia para aplicação do método VRFT em controladores repetitivos.

Os trabalhos recentes no contexto do VRFT focam em problemas como o controle de sistemas multivariáveis (Saeki 2021), o controle ativo de rejeição de distúrbio (Roman *et al.* 2020) e o projeto de controladores em cascata (Remes *et al.* 2020). Do ponto de vista de aplicações prática, (Ling *et al.* 2018) apresenta o uso do método VRFT na sintonia de uma estrutura de controle com filtro e controlador ressonante aplicado à rejeição de vibrações em nanoposicionadores piezoelétricos; em (Corleta *et al.* 2016), o método VRFT é utilizado para realizar a sintonia de um controlador em cascata para a aplicação em UPS; em (Beal 2021), o método VRFT é utilizado para realizar a sintonia de um controlador proporcional-múltiplo-ressonante, visando a aplicação em UPS. Em vista das similaridades do controlador ressonante com o controlador repetitivo, o trabalho de (Beal 2021) é utilizado no estudo do projeto de modelos de referência e oferece dados para comparação dos resultados obtidos.

A aplicação de métodos baseados em dados em controladores repetitivos é dominada pela técnica conhecida como *Subspace Predictive Repetitive Controller*, normalmente empregada no controle de vibrações mecânicas em turbinas eólicas, (Navalkar *et al.* 2014) e (Liu *et al.* 2021). Esse método tem um alto custo computacional, visto que é necessária a identificação *online* dos parâmetros de Markov do sistema, utilizados na predição da saída no sistema no próximo período.

O presente projeto se insere no contexto descrito acima, propondo o estudo de um novo método de sintonia para controladores repetitivos através do uso do método VRFT, permitindo assim maior agilidade e flexibilidade no desenvolvimento dessa classe de

controladores. O principal objetivo é desenvolver uma metodologia sistemática, propondo parametrizações lineares das diferentes configurações do controlador repetitivo, a definição de diretrizes de escolha de um modelo de referências e do processo de coleta de dados da planta, além da validação dos resultados através de um estudo de caso de uma fonte de alimentação ininterrupta (*UPS*). Esse estudo de caso é baseado em uma *UPS* de 3,5 kVA comercial, fabricada pela empresa *Schneider Electric*, será realizado em um ambiente de simulação composto pelos *softwares* Matlab e PSIM.

A divisão deste trabalho é feita da seguinte maneira. No Capítulo 2 são abordados os conceitos de base, discorrendo sobre controle por seguimento de referência e o controlador repetitivo; os métodos baseados em dados, método VRFT e seus casos particulares; e a estrutura de uma *UPS*, seu circuito elétrico, procedimento de controle e normas técnicas de desempenho. No Capítulo 3 é realizado o estudo da aplicação do método VRFT no controlador repetitivo em topologia série e no Capítulo 4 é realizado o estudo da aplicação do método VRFT no controlador repetitivo em topologia *plug-in*. No Capítulo 5 é efetuado o estudo de caso visando o controle de uma *UPS* com os métodos desenvolvidos, discorrendo sobre o ambiente de simulação, os ensaios realizados, os parâmetros utilizados e os resultados obtidos em relação a conformidade das normas. Por fim, no Capítulo 6 é apresentada a conclusão, retomando os objetivos do trabalho, discutindo os resultados obtidos e propondo possíveis trabalhos futuros.

## 2 Conceitos de Base

Neste capítulo serão apresentados os conceitos de base necessários para compreensão do projeto, discorrendo sobre o controle por modelo de referência e o controlador repetitivo; o método baseado em dados, método VRFT e seus casos particulares; e a estrutura da UPS, seu circuito elétrico, método de controle e as normas técnicas do equipamento.

### 2.1 Controle por Modelo de Referência

Na metodologia de projeto por modelo de referência, o projetista define uma função de transferência cujo comportamento seja desejado para o sistema. Essa função de transferência alvo é denominada de modelo de referência, representada por  $T_d(z)$ . A resposta desejada  $y_d(t)$  é então definida em função do modelo de referência e do sinal de referência utilizados, tornando o objetivo do projeto do controlador em encontrar os parâmetros que tornem a saída do sistema em malha fechada a mais próxima do sinal desejado.

No sistema em malha aberta em tempo discreto, a planta pode ser equacionada como

$$y(t) = G(z)u(t) + H(z)e(t) \quad (1)$$

onde  $y(t)$  é o sinal de saída da planta,  $u(t)$  é o sinal de controle da planta;  $z$  é o operador de avanço, definido como  $zx(t) = x(t+1)$ , e  $G(z)$  é a função de transferência de  $u(t)$  em  $y(t)$ .

Por sua vez, o sistema em malha fechada é representado pela Figura 1, na qual  $r(t)$  é o sinal de referência,  $C(z, \rho)$  é o controlador,  $e(t)$  é ruído na saída e  $H(z)$  é a sensibilidade da planta ao ruído.

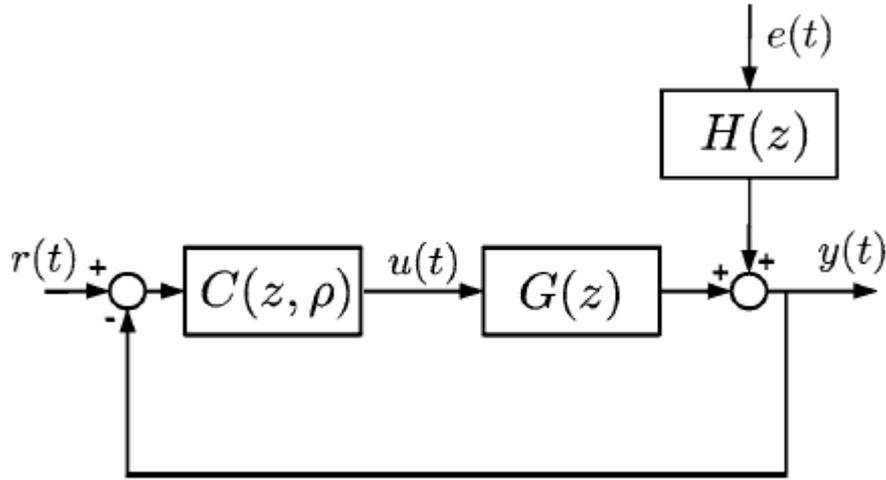
O conjunto de todos os controladores que podem ser implementados com uma estrutura de controlador específica é chamado de classe de controladores  $\mathcal{C}$ , dada por

$$\mathcal{C} = C(z, \rho) : \rho \in \mathcal{P} \quad (2)$$

onde  $\mathcal{P} \subseteq \mathbb{R}^P$  é um conjunto de valores admissíveis para o vetor de parâmetros do controlador  $\rho$ . Dada uma estrutura de controlador  $C(z, \rho)$ , é assumido que sua função de transferência pode ser parametrizada linearmente, permitindo sua escrita na forma vetorial

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) \quad (3)$$

onde  $\rho$  é o vetor de parâmetros e  $\bar{C}(z)$  é o vetor das funções de transferência independente de parâmetros. Essa parametrização é linear em  $\rho$ , permitindo o projeto de controladores

**Figura 1** – Diagrama de um Sistema em Malha Fechada.

Fonte - (Bazanella, Campestrini e Eckhard 2012)

através da escolha de uma estrutura de controladores  $\bar{C}(z)$  e configuração do vetor de parâmetros  $\rho$  por um processo de sintonia.

Como exemplo, considere um controlador PID, descrito por

$$C(z, k_p, k_i, k_d) = k_p + k_i \frac{z}{z-1} + k_d \frac{z-1}{z} \quad (4)$$

onde  $k_p$ ,  $k_i$  e  $k_d$  são os ganhos proporcional, integral e derivativo, respectivamente. Considerando a forma vetorial,  $\rho$  e  $\bar{C}(z)$  são definidos como

$$\rho = \begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{bmatrix}, \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z-1} \\ \frac{z-1}{z} \end{bmatrix} \quad (5)$$

de forma que a parametrização do PID é linear no parâmetro  $\rho$ . Uma determinada classe de controladores pode ser representada por diferentes parametrizações, sendo desejada uma representação com o menor número de parâmetros possíveis.

As relações de malha fechada resultados entre os sinais de entrada  $r(t)$  e  $e(t)$  e a saída  $y(t)$  são dadas por

$$y(t, \rho) = T(z, \rho)r(t) + S(z, \rho)H(z)e(t) \quad (6)$$

$$T(z, \rho) = \frac{C(z, \rho)G(z)}{1 + C(z, \rho)G(z)} \quad (7)$$

$$S(z, \rho) = \frac{1}{1 + C(z, \rho)G(z)} \quad (8)$$

onde  $S(z, \rho)$  é a função de sensibilidade e  $T(z, \rho)$  é a função de sensibilidade complementar.

Para avaliar o comportamento do sistema sem ruído, considere

$$y_r(t, \rho) = T(z, \rho)r(t) \quad (9)$$

Como o objetivo do sistema de controle é tornar a saída a mais próxima da referência possível, o critério de desempenho pode ser definido em função do erro de seguimento, dado por

$$J(\rho) = \|r(t) - y_r(t, \rho)\|_2^2 \quad (10)$$

Nota-se que quando  $J(\rho)$  é igual a zero,  $r(t)$  é igual a  $y_r(t, \rho)$  e portanto o seguimento de referência é atingido. O método do projeto por modelo de referência define  $T_d(z)$  como o modelo de referência desejado para o sistema, resultando na saída  $y_d(t)$  desejada

$$y_d(t) = T_d(z)r(t) \quad (11)$$

Com essa formulação, o critério de desempenho pode ser definido como

$$J_y(\rho) = \|y_r(t, \rho) - y_d(t)\|_2^2 = \|(T(z, \rho) - T_d(z))r(t)\|_2^2 \quad (12)$$

O controlador ideal  $C_d(z)$  pode ser definido como o controlador com a função de transferência que resultaria no modelo de referência  $T_d(z)$ . A partir de (7), esse controlador pode ser calculado como

$$C_d(z) = \frac{T_d(z)}{G(z)(1 - T_d(z))} \quad (13)$$

Caso o controlador ideal seja inserido na malha de controle, o critério de desempenho  $J_y(\rho)$  seria nulo, como desejado. O controlador pode ou não pertencer à classe de controladores considerados, sendo que existe um  $\rho_d$  tal que o controlador ideal é atingível somente quando o controlador está na classe, expresso por

$$C(z, \rho_d) = C_d(z) \quad (14)$$

Tipicamente a obtenção do controlador ideal requer conhecimento da função de transferência da planta  $G(z)$ , mas os métodos baseados em dados, como o VRFT, permitem obter um valor próximo do ótimo utilizando apenas um experimento de coleta de dados realizado na planta de interesse.

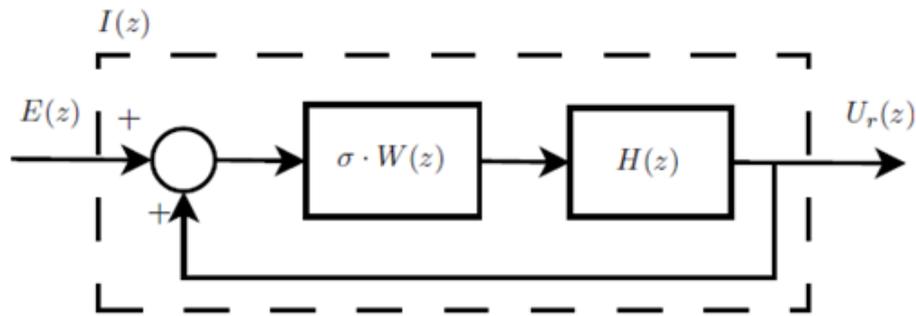
## 2.2 Controlador Repetitivo

O controle repetitivo é fundamentado no Princípio do Modelo Interno (Francis e Wonham 1976), que estabelece que para seguir referências e/ou rejeitar distúrbios com erro nulo em regime permanente, uma estrutura capaz de gerar sinais com as mesmas características dos sinais a serem seguidos/rejeitados deve ser inserida na malha de controle. Considerando que os sinais de interesse são periódicos, a interpretação frequencial deste

princípio diz que o controlador deverá apresentar magnitude infinita nas frequências de interesse.

Baseado na função de transferência de malha fechada (7), segue que  $|T(e^{j\Omega}, \rho)| = 1$ ,  $\angle T(e^{j\Omega}, \rho) = 0^\circ$  e  $|S(e^{j\Omega}, \rho)| = 0$  caso  $|C(e^{j\Omega}, \rho)G(e^{j\Omega})| = \infty$  em uma dada frequência de interesse. O controlador repetitivo atende essa condição separando o controlador em duas partes: gerador de sinal periódico, responsável por garantir a magnitude infinita nas frequências de interesse, e controlador estabilizante, que garante a estabilidade e o desempenho transitório do sistema em malha fechada.

**Figura 2** – Gerador de Sinal Periódico Genérico



Fonte - (Ramos e Costa-Castelló 2018)

(Ramos e Costa-Castelló 2018) consideram uma estrutura geral para o gerador de sinal periódico conforme ilustrado na Figura 2, com função de transferência dada por

$$I(z) = \frac{U_r(z)}{E(z)} = \frac{\sigma H(z)W(z)}{1 - \sigma H(z)W(z)} \quad (15)$$

na qual  $\sigma = \{-1, 1\}$ ,  $W(z)$  é a função de atraso e  $H(z)$  é o filtro passa-baixas introduzido para melhorar a robustez do sistema. Através da escolha apropriada de  $\sigma$  e  $W(z)$ , diferentes tipos de padrões harmônicos podem ser obtidos. Por exemplo, com  $\sigma = 1$ ,  $W(z) = z^{-N}$  e  $H(z) = 1$ , um gerador N-periódico dado por

$$I(z) = \frac{1}{z^N - 1} \quad (16)$$

é obtido, de tal forma que  $|I(e^{j\Omega})| = \infty$  para todas as frequências múltiplas inteiras de  $2\pi/N$ . Para  $\sigma = -1$ ,  $W(z) = z^{-\frac{N}{2}}$  e  $H(z) = 1$ , um gerador de harmônicas ímpares é obtido, dado por

$$I(z) = \frac{-1}{z^{\frac{N}{2}} - 1}. \quad (17)$$

Nesse caso  $|I(e^{j\Omega})| = \infty$  apenas para as frequências múltiplas ímpares de  $2\pi/N$ .

Conforme mostrado, o caso  $H(z) = 1$  resulta em  $I(z)$  com magnitude infinita para todas as harmônicas inteiras (ou ímpares) de  $2\pi/N$ . Esse ganho elevado em altas frequências pode causar problemas relacionados à amplificação de ruído. Além disso,  $I(z)$

possuirá  $N$  polos sobre o círculo de raio unitário centrado na origem do plano complexo, podendo causar problemas de estabilização ou resultar em baixas margens de estabilidade. Para reduzir estes efeitos, um filtro de fase nula é normalmente utilizado (Escobar *et al.* 2014), com função de transferência dada por

$$H(z) = a_1 z + a_0 + a_1 z^{-1}, a_0 + 2a_1 = 1. \quad (18)$$

É importante observar que o erro de seguimento não será mais nulo já que a magnitude do gerador de sinais  $I(z)$  não será mais infinita nas harmônicas de interesse. Dessa forma, os parâmetros de escolha do filtro devem ser escolhidos de forma que esse erro residual esteja dentro dos limites aceitáveis para a aplicação em questão.

O controlador repetitivo pode ser implementado em diversas topologias distintas, que variam a forma em que o gerador de sinal periódico e o controlador estabilizante são introduzidos no laço de controle. Nos próximos capítulos serão detalhadas as seguintes configurações: série, que conecta estes elementos em série com a planta no laço de controle; e *plug-in*, que conecta os elementos em paralelo com um laço de controle já existente.

## 2.3 Método VRFT

O *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) é um método para otimização do critério de seguimento de referência  $J_y(\rho)$  cujo aspecto mais atrativo é o fato de que é um método não iterativo. A ideia do método é abordar o problema de projeto como a identificação por erro de predição do controlador ideal  $C_d(z)$ . A seguinte formulação do método é baseada no livro de (Bazanella, Campestrini e Eckhard 2012).

### 2.3.1 Caso Ideal

O caso aqui chamado de ideal do método VRFT considera a seguinte situação:

- O sistema não é afetado por ruído;
- O controlador ideal pertence à classe de controladores considerada, ou seja, existe  $\rho_d$  tal que  $C(z, \rho_d) = C_d(z)$ ;

Considerando essas condições, o método VRFT utiliza um conjunto de dados de entrada  $u(t)$  e dados de saída  $y(t)$ , que podem ser coletados do processo através de um experimento em malha aberta ou malha fechada. Dada a saída  $y(t)$  medida, o sinal de referência virtual  $\bar{r}(t)$  é definido por

$$T_d(z)\bar{r}(t) = y(t) \quad (19)$$

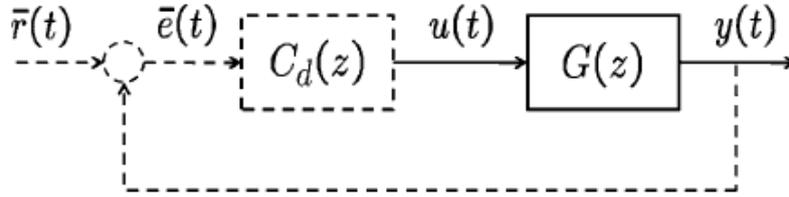
onde  $T_d(z)$  é o modelo de referência desejado para a resposta em malha fechada.

Se esse sistema estivesse operando em malha fechada com o controlador ideal  $C_d(z)$  e a referência virtual  $\bar{r}(t)$  fosse aplicada, a saída do controlador e da planta seriam os sinais  $u(t)$  e  $y(t)$  que foram de fato coletados. O método VRFT age como se esse experimento falso tivesse sido realizado, definindo o erro de seguimento de referência como

$$\bar{e}(t) = \bar{r}(t) - y(t) \quad (20)$$

Esse erro  $\bar{e}(t)$  seria o sinal de entrada do controlador ideal no experimento virtual, cujo diagrama ilustrativo é apresentado na Figura 3.

**Figura 3** – Diagrama do experimento para obtenção de dados no método VRFT. Dados reais (linhas sólidas) e dados virtuais (linhas pontilhadas).



Fonte - (Bazanella, Campestrini e Eckhard 2012)

Utilizando o sinal  $\bar{e}(t)$  como entrada e  $u(t)$  como saída, é possível identificar o controlador ideal  $C_d(z)$ . Sendo  $\bar{e}(t)$  o sinal de entrada do controlador,  $C(z, \rho)$  o modelo do controlador e  $C(z, \rho)\bar{e}(t)$  a saída do controlador predito com esse modelo, o critério de identificação do erro de predição é formado. Esse é o critério  $J^{VR}(\rho)$ , dado por

$$J^{VR}(\rho) = \|u(t) - C(z, \rho)\bar{e}(t)\|_2^2 \quad (21)$$

que pode ser reescrito para um controlador parametrizado linearmente como

$$J^{VR}(\rho) = \|u(t) - \rho^T \bar{C}(z)\bar{e}(t)\|_2^2 \quad (22)$$

$$J^{VR}(\rho) = \|u(t) - \rho^T \phi(t)\|_2^2 \quad (23)$$

na qual o vetor regressor  $\phi(t)$  é definido por

$$\phi(t) = \bar{C}(z)\bar{e}(t) = \bar{C}(z) \frac{1 - T_d(z)}{T_d(z)} y(t) \quad (24)$$

Dada essa definição, o parâmetro ótimo para o sistema pode ser obtido através da equação

$$\hat{\rho} = \left[ \sum_{t=1}^N \phi(t)\phi^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \phi(t)u(t) \quad (25)$$

considerando um conjunto de  $N$  dados de entrada-saída coletados do sistema. No caso ideal, a solução (25) resulta no controlador desejado, ou seja,  $\hat{\rho} = \rho_d$ .

Outra forma de calcular o parâmetro ótimo consiste em multiplicar o critério  $J^{VR}$  por  $T_d(z)$ , resultando em

$$J_d^{VR}(\rho) = \|T_d(z)u(t) - C(z, \rho)(1 - T_d(z))y(t)\|_2^2 \quad (26)$$

que evita a necessidade da divisão por  $T_d(z)$  vista em (24). No caso ideal, o mínimo de  $J_d^{VR}(\rho)$  é o mesmo de  $J^{VR}(\rho)$ , porém a solução obtida por (26) pode ser mais robusta numericamente, dependendo da  $T_d(z)$  escolhida. Nessa forma, o parâmetro ótimo é obtido por

$$\hat{\rho} = \left[ \sum_{t=1}^N \phi_d(t) \phi_d^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \phi_d(t) u_d(t) \quad (27)$$

na qual  $u_d$  e  $\phi_d(t)$  são definidos por

$$u_d(t) = T_d(z)u(t) \quad (28)$$

$$\phi_d(t) = T_d(z)\phi(t) = \bar{C}(z)(1 - T_d(z))y(t) \quad (29)$$

### 2.3.2 Controlador Subparametrizado

O caso do controlador subparametrizado considera que o controlador ideal não pertence à classe de controladores considerados, situação em que não é mais possível afirmar que o mínimo de  $J^{VR}(\rho)$  é igual ao mínimo de  $J_y(\rho)$ . Para aproximar a solução ótima dos dois critérios de desempenho, é proposta a introdução de um filtro  $L(z)$  no critério  $J^{VR}$ , que constitui um parâmetro livre do método VRFT. Nesse caso, (21) pode ser reescrita como

$$J^{VR}(\rho) = \|L(z)(u(t) - C(z, \rho)\bar{e}(t))\|_2^2. \quad (30)$$

Através da aplicação do Teorema de Parseval, segue que esse filtro deve satisfazer a relação

$$|L(e^{j\omega})|^2 = |T_d(e^{j\omega})|^2 |S(e^{j\omega}, \rho)|^2 \frac{\phi_r(e^{j\omega})}{\phi_u(e^{j\omega})}, \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (31)$$

na qual  $\phi_r(e^{j\omega})$  vem do critério  $J_y(\rho)$  e representa o espectro do sinal de referência real  $r(t)$ , já  $\phi_u(e^{j\omega})$  vem do critério  $J^{VR}(\rho)$  e representa o espectro do sinal de entrada  $u(t)$  medido no experimento VRFT.

A dificuldade na implementação desse filtro é a necessidade de conhecimento de  $S(z, \rho)$ . A implementação do filtro depende portanto de uma aproximação dessa função de transferência; quanto melhor a aproximação, mais perto o mínimo calculado para  $J^{VR}(\rho)$  se aproxima do mínimo real de  $J_y(\rho)$ . A aproximação utilizada para  $S(z, \rho)$  pelo método VRFT pode ser expressa como

$$S(e^{j\omega}, \rho) \approx |1 - T_d(e^{j\omega})|^2 \quad (32)$$

Utilizando essa aproximação e supondo que  $\phi_r(e^{j\omega}) \approx \phi_u(e^{j\omega})$ , então segue que

$$L(z) = T_d(z)(1 - T_d(z)). \quad (33)$$

Com o filtro, o parâmetro ótimo pode ser calculado por

$$\hat{\rho} = \left[ \sum_{t=1}^N \phi_L(t) \phi_L^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \phi_L(t) u_L(t) \quad (34)$$

onde  $\phi_L(t) = L(z)\phi(t)$  e  $u_L = L(z)u(t)$ . Caso a formulação utilizando a equação (26) seja considerada, então

$$J_d^{VR}(\rho) = \|\tilde{L}(z)[T_d(z)u(t) - C(z, \rho)(1 - T_d(z))y(t)]\|_2^2 \quad (35)$$

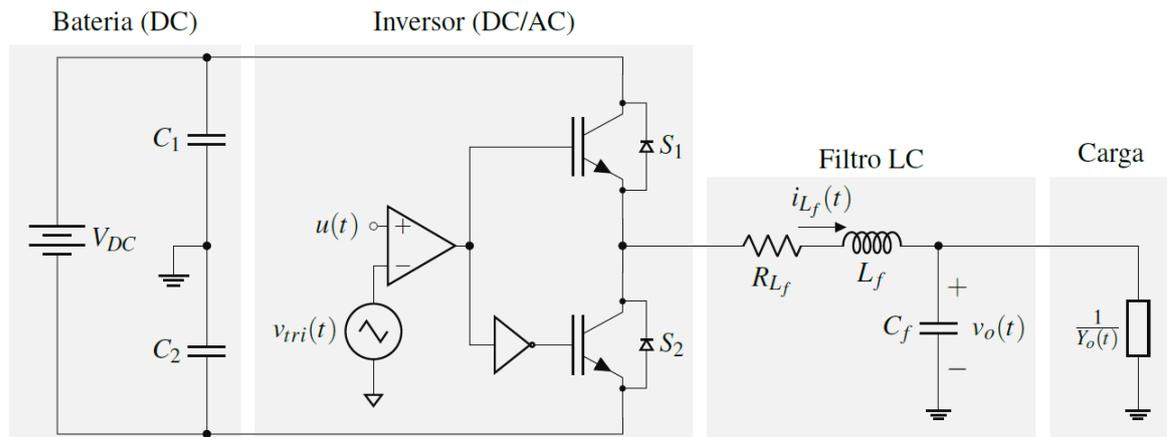
e  $\tilde{L}(z) = (1 - T_d(z))$  tal que  $\tilde{L}(z)T_d(z) = L(z)$  e  $J_d^{VR}(\rho) = J^{VR}(\rho)$ .

## 2.4 Fonte de Alimentação Ininterrupta

A fonte de alimentação ininterrupta - *Uninterruptible Power Supply* (UPS) - é um sistema de potência utilizado para prover energia elétrica de forma ininterrupta, confiável e de alta qualidade para cargas sensíveis. A UPS age como um sistema de reserva de energia, sendo capaz de fornecer energia elétrica em situação de falta, ou instabilidade, da rede elétrica, e ainda é capaz de atenuar perturbações na rede, como picos de tensão ou distorções, sendo muito utilizado na alimentação de equipamentos críticos como sistemas hospitalares ou servidores de armazenamento de dados (Pereira *et al.* 2014).

Uma UPS ideal deve ser capaz de fornecer uma tensão de saída senoidal regulada com baixa distorção harmônica, independente de mudanças na tensão de entrada ou na carga, baixo tempo de transição entre alimentação normal e alimentação de reserva, fator de potência unitário, alta confiabilidade, alta eficiência e isolamento elétrico. (Rashid 2011). O controle de uma UPS é normalmente realizado através do controle do inversor no estágio de saída do sistema.

Para o estudo de caso deste trabalho é utilizada uma UPS monofásica de topologia *online*, também chamada de dupla-conversão. Essa configuração permanece continuamente em atuação, mesmo quando não há falha na rede, tendo como vantagem um rápido tempo de resposta a alterações e bom condicionamento do sinal. A Figura 4 apresenta o circuito elétrico do estágio de saída de uma UPS monofásica *online*, com inversor em meia ponte. A fonte  $V_{DC}$  fornece uma tensão DC aproximadamente constante que é estabilizada pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . O inversor é composto por transistores  $S_1$  e  $S_2$ , que são acionadas alternadamente por largura de pulso, acionamento que gera uma forma de onda descontínua, sobre a qual é aplicado um filtro indutivo-capacitivo (LC) composto pelo indutor com indutância  $L_f$  e resistência interna  $R_f$  e um capacitor de capacitância  $C_f$ . A carga pode

**Figura 4** – Circuito elétrico do estágio de saída da UPS.

Fonte - (Beal 2021)

ser constante ou variável e ter comportamento linear ou não linear. Os principais sinais de interesse são a tensão sobre a carga,  $v_o(t)$ , e a corrente no indutor  $i_{L_f}(t)$ .

A variação de carga linear não costuma ter um efeito pronunciado na saída da UPS, mas a variação de cargas não lineares causam distúrbios harmônicos que devem ser minimizados na saída do sistema.

O desempenho de uma UPS é avaliado pela sua conformidade aos requisitos técnicos estabelecidos pela norma (ISO/IEC 62040-3 2011), avaliando sua capacidade de fornecer tensão senoidal, com amplitude e frequência constantes e com baixo conteúdo harmônico, mesmo sob o efeito de variação de carga e distúrbios na rede elétrica. A norma rege duas condições em particular, a distorção harmônica em regime permanente e o perfil de tensão de saída admissível durante a resposta transitória decorrente de uma variação de carga.

Em regime permanente, a tensão eficaz de saída deve permanecer na faixa de  $\pm 10\%$  de seu valor nominal; a frequência desse sinal deve permanecer na faixa de  $\pm 2\%$  de seu valor nominal. A máxima distorção harmônica total - *Total Harmonic Distortion* (THD) - é de 8%, e os valores para as distorções harmônicas individuais são apresetados na Tabela 1.

A resposta transitória consiste no período de tempo que segue imediatamente após uma variação na carga. A norma define um perfil de variação de tensão permissível nessa faixa de tempo, que é exibido na Figura 5. O desvio de tensão é calculado através da comparação entre o sinal obtido após a variação de carga com o sinal que seria observado caso o sistema permanecesse inalterado, calculando a porcentagem em relação ao valor de pico.

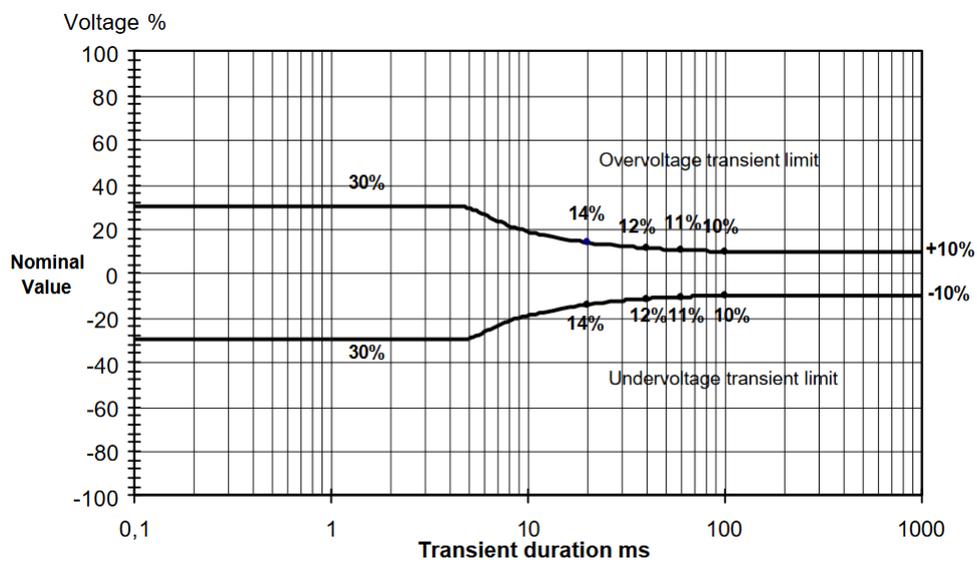
O teste de variação de carga deve realizar a alteração da carga no momento em que a tensão de saída está em seu valor de pico. Inicialmente, a UPS opera em regime permanente com menor carga, 20% para o caso linear e 25% para o caso não linear. Um

**Tabela 1** – Limites de IDHs admissíveis em UPS de baixa tensão.

Harmônicas ímpares não múltiplas de 3		Harmônicas ímpares múltiplas de 3		Harmônicas Pares	
Ordem (i)	IHD[%]	Ordem (i)	IHD[%]	Ordem (i)	IHD[%]
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
$17 \leq i \leq 49$	$2,27 \frac{17}{i} - 0,27$	$21 \leq i \leq 45$	0,2	$10 \leq i \leq 50$	$0,25 \frac{10}{i} + 0,25$

Fonte - adaptado de (ISO/IEC 62040-3 2011).

**Figura 5** – Perfil de tensão de saída admissível para cargas críticas sensíveis.



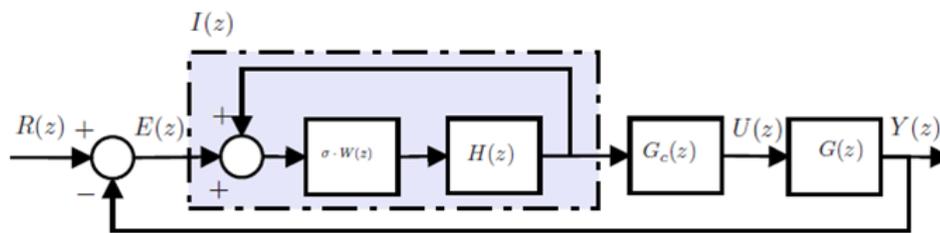
Fonte - (ISO/IEC 62040-3 2011)

degrau aditivo é então adicionado a carga, elevando-a para 100%, e o período transitório é avaliado a partir desse instante de tempo.

### 3 Configuração Série do Controlador Repetitivo

A configuração em série do controlador repetitivo consiste na utilização em cascata do gerador de sinais periódicos  $I(z)$  e do controlador estabilizante  $G_c(z)$ , conforme apresentado na Figura 6.

**Figura 6** – Controlador Repetitivo - Configuração Série.



Fonte - (Ramos e Costa-Castelló 2018)

Com essa configuração, o controlador se torna  $C(z) = I(z)G_c(z)$ , resultando nas funções de  $T(z)$  e  $S(z)$  dadas por

$$T(z) = \frac{I(z)G_c(z)G(z)}{1 + I(z)G_c(z)G(z)} \quad (36)$$

$$S(z) = \frac{1}{1 + I(z)G_c(z)G(z)} \quad (37)$$

Obter uma  $G_c(z)$  apropriada pode ser um desafio. Para plantas de fase mínima, (Ramos e Costa-Castelló 2018) sugerem a inversão do modelo da planta, ou seja,

$$G_c(z) = \frac{k_r}{G(z)} \quad (38)$$

Sob essa hipótese, as funções de transferência em malha fechada se tornam

$$T(z) = \frac{k_r \sigma W(z) H(z)}{1 + (k_r - 1) W(z) H(z)} \quad (39)$$

$$S(z) = \frac{1 - \sigma W(z) H(z)}{1 + (k_r - 1) W(z) H(z)} \quad (40)$$

Como  $\sigma$  e  $W(z)$  são selecionados para fixar um padrão harmônico desejado para o gerador de sinal periódico,  $H(z)$  e  $k_r$  podem ser projetados para garantir a robustez e estabilidade do sistema em malha fechada.

Neste caso, o método VRFT será utilizado para calcular o parâmetro ótimo do controlador  $G_c(z)$ , obtendo o melhor desempenho possível especificado por  $T_d(z)$ . Para

permitir a aplicação do método, é necessário realizar uma parametrização linear da equação do controlador, resultando em

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{G}_c(z) I(z) = \rho^T \bar{C}(z) \quad (41)$$

onde  $\bar{G}_c(z)$  é uma função de transferência independente de parâmetros. Devido ao elemento de atraso inserido em  $I(z)$ , o produto  $\bar{G}_c(z)I(z)$  permite que  $G_c(z)$  seja não-casual, possibilitando o uso de funções apenas com zeros ou com a ordem do numerador maior do que a ordem do denominador, ampliando assim a possibilidade de escolha do controlador.

Do ponto de vista da escolha do modelo de referência  $T_d(z)$ , uma possibilidade a ser utilizada pelo método é a própria  $T(z)$  da equação (39), que depende apenas dos parâmetros de projeto do gerador de sinal periódico. Nesse caso, o controlador identificado pelo método VRFT estaria relacionado com o inverso da função de transferência da planta, como é definido em (38). Ainda, como a função de atraso  $W(z)$  está no numerador da  $T(z)$ , a função de transferência desejada deve considerar esse atraso em sua formulação.

### 3.1 Sistema de Interesse

A fim de desenvolver uma metodologia para aplicação de métodos baseados em dados na sintonia de controladores repetitivos serão realizadas diversas simulações, com o objetivo de investigar a parametrização linear do controlador, a escolha adequada de um modelo de referência, o procedimento de coleta de dados adequado e os efeitos que o modelo interno causa na aplicação do método VRFT. As simulações são realizadas utilizando o *software* Matlab versão R2022a.

Nesse caso, foi utilizado o gerador periódico com todas as harmônicas descrito em (16) e um filtro passa-baixas  $H(z)$  dado por

$$H(z) = \frac{0,25z^2 + 0,5z + 0,25}{z} \quad (42)$$

Nessas simulações será utilizado o mesmo exemplo numérico considerado em (Ramos e Costa-Castelló 2018), onde diferentes implementações do controlador repetitivo foram comparadas. O objetivo de controle é o seguimento de referência e a rejeição de distúrbios periódicos em um inversor de tensão. A partir dos parâmetros numéricos dessa referência, segue que a planta a ser controlada tem função de transferência dada por

$$G_{pz}(z) = \frac{0,12849(z + 0,9454)}{(z^2 - 1,596z + 0,8462)} \quad (43)$$

cujos polos são  $p_{1,2} = 0,7981 \pm 0,4574i$ .

Em todas as simulações o período de amostragem utilizado é de  $10^{-4}$  segundos, assim como em (Ramos e Costa-Castelló 2018), e o gerador de sinal periódico é configurado para um sinal com frequência de 50 Hz, resultando em  $N = 200$  para  $W(z)$ .

## 3.2 Influência do Sinal de Excitação

Para validação dos algoritmos desenvolvidos e ainda avaliar qual o efeito do sinal de excitação no controlador resultante, foi considerado o caso descrito na equação (38), onde o controlador resultante depende do inverso da planta. Assim,

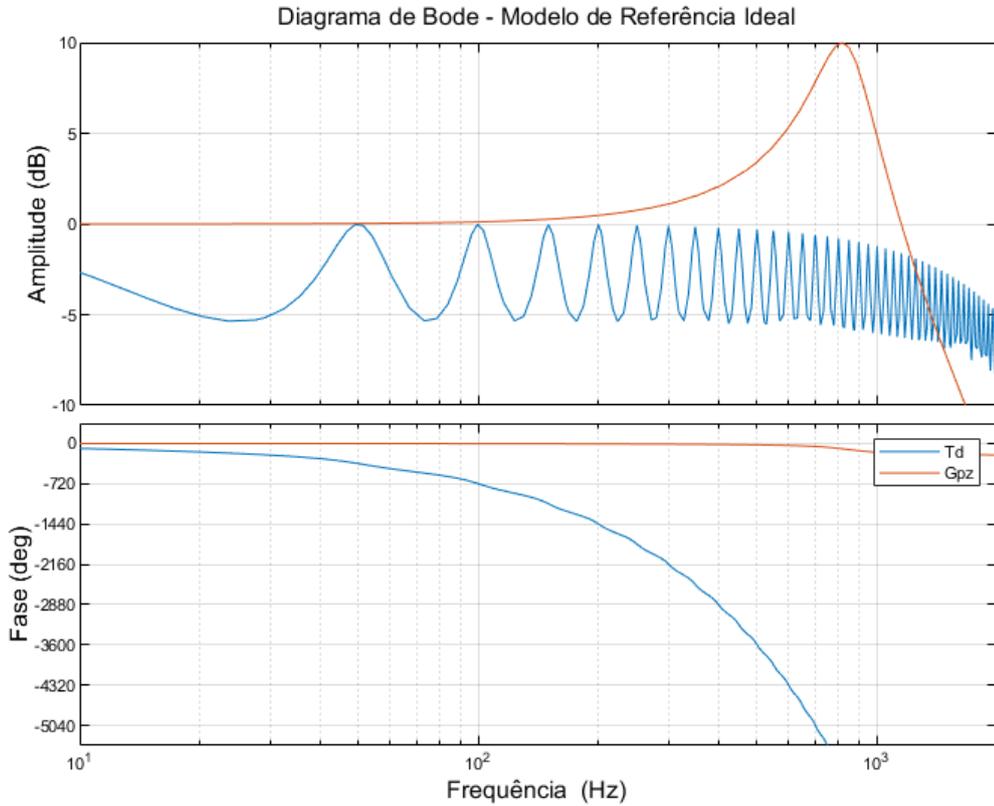
$$\bar{G}_c(z) = \frac{1}{G(z)}, \bar{C} = \frac{I(z)}{G(z)} \quad (44)$$

e o VRFT deve terminar apenas  $\rho = k_r$ . Supondo  $\rho_d = 0,7$  (Ramos e Costa-Castelló 2018), então segue que a  $T_d(z)$  calculada conforme (39) é

$$T_d(z) = \frac{0,175z^{203} + 0,34z^{202} + 0,175z^{201}}{z^{402} - 0,075z^{203} - 0,15z^{202} - 0,075z^{201}} \quad (45)$$

A Figura 7 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência (45), comparado ao diagrama da função de transferência da planta em  $G_{pz}(z)$ . Nota-se que o modelo de referência possui ganho unitário para as frequências harmônicas de 50 Hz, com o efeito do filtro  $H(z)$  sendo visível a partir da sétima harmônica.

**Figura 7** – Diagrama de Bode da  $T_d(z)$ .



Fonte - Autor

Observe que esse caso viola a premissa de que a planta é desconhecida, mas ele fornece algumas informações relevantes sobre a robustez numérica dos algoritmos considerados.

Os sinais de excitação utilizados nas simulações são:

- Senoide única: senoide de amplitude 40 e frequência 50 Hz.
- Múltiplas senoides: somatório de diversas senoides de frequências distintas, mas com a mesma amplitude de 40, seguindo a metodologia aplicada por (Beal 2021). Foi utilizada a soma de senoides de frequências de 10 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz e 250 Hz.
- Somatório de Harmônicas: somatório de senoides de frequências harmônicas de 50 Hz e suas amplitudes são divididas pela sua respectiva ordem, descrito pela equação

$$u(t) = \sum_{n=1}^{17} \frac{40}{n} \sin(2\pi n f t) \quad (46)$$

- Harmônicas Ímpares: somatório apenas das harmônicas ímpares de 50 Hz, resultando em uma onda quadrada para um número grande de senoides somadas

$$u(t) = \sum_{n=1}^{100} \frac{40}{2n-1} \sin(2\pi(2n-1)ft) \quad (47)$$

- PRBS (*Pseudorandom Binary Sequence*): onda quadrada de período variável e aleatório, contendo portanto diversas frequências em seu espectro. O sinal PRBS é formado com a função `idinput` do Matlab, que especifica que o período de tempo do sinal é especificado como uma banda  $[0 B]$ , onde B é o inverso do período requerido, sendo utilizado um valor de  $[0 0,4]$ .

Para avaliar os resultados obtidos em cada simulação é gerado o gráfico comparando o sinal de saída  $y(t)$ , obtido no experimento, com o sinal de saída  $y_r(t)$ , obtido através da aplicação do sinal de referência virtual  $\bar{r}(t)$  na função de transferência  $T(z, \rho)$  calculada pelo método; é gerado o gráfico do comportamento da  $T(z, \rho)$  quando aplicado um sinal senoidal de 50 Hz com amplitude 40, e é realizado o cálculo do critério de desempenho  $J_y(\rho)$ . O  $J_y(\rho)$  é calculado através da equação (12), considerando  $T(z)$  e  $T_d(z)$ , utilizando a função `norm` do Matlab, e o sinal de teste possui 1201 amostras.

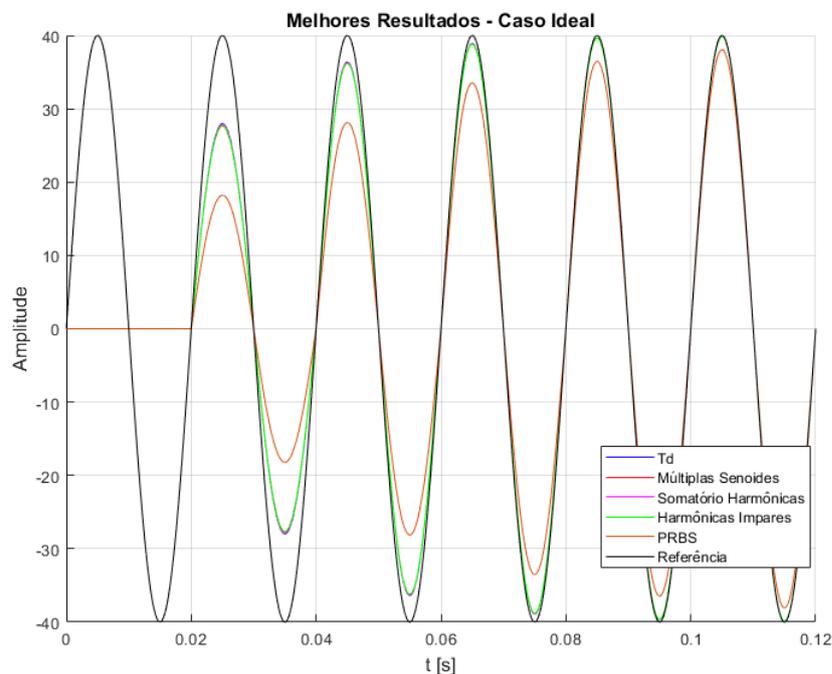
A Tabela 2 apresenta os resultados das simulações para cada sinal de excitação, lembrando que o valor de  $\rho$  deveria ser 0,7, já que está sendo considerado o caso ideal, sem ruído e com controlador dentro de classe. Um valor de  $J_y(\rho)$  infinito significa que o sistema resultante foi instável. A Figura 8 apresenta os resultados para as simulações realizadas com as funções de transferência do sistema calculadas em cada situação, utilizando uma senoide de 50 Hz e amplitude de 40 como referência.

Observa-se que a senoide única resultou em uma sistema instável, não sendo adequada. Os sinais com múltiplas senoides, somatório de harmônicas e harmônicas ímpares

**Tabela 2** – Resultados dos Sinais de Excitação

Sinal	$\rho$	$J_y$
Senoide única	7,09	$\infty$
Múltiplas Senoides	0,6918	3,958
Somatório de Harmônicas	0,6985	0,714
Harmônicas Impares	0,6935	3,155
PRBS	0,4554	143,705

Fonte - Autor

**Figura 8** – Respostas das  $T(z, \rho)$  para cada sinal de excitação.

Fonte - Autor

demonstram resultados equivalentes, onde os valores de  $\rho$  calculados foram próximos do valor desejado de 0,7. Já o sinal PRBS, apesar de também possuir um rico espectro frequencial, apresenta um pior resultado. A inversão do modelo de referência  $T_d(z)$ , que é necessário para a equação (25), causa problemas numéricos na aplicação do método, não conseguindo acertar o valor  $\rho = 0,7$  mesmo para o caso ideal.

Também foi realizado o mesmo conjunto de simulações utilizando a equação (27) para cálculo do parâmetro ótimo; essa forma de cálculo resultou em  $\rho = 0,7$  para todos os sinais de excitação utilizados, resultando portanto em um critério de desempenho  $J_y(\rho)$  nulo, o que demonstra que este método de cálculo é mais robusto numericamente, podendo atingir resultados melhores do que o parâmetro ótimo obtido pela equação (25).

### 3.3 Parametrização do Controlador

O controlador utilizado no caso ideal requer conhecimento concreto da função de transferência da planta considerada, violando a premissa de que a planta é desconhecida. Para abordar esse ponto, são propostas topologias de controlador que são potencialmente capazes de aproximar o controlador ideal, com desempenho próximo do ideal, mas sem a necessidade de conhecimento da planta.

#### 3.3.1 Controlador Racional

O modelo de referência por inversão da planta, dado pela equação (39), considera que o controlador  $G_c(z)$  anula a planta, resultando em uma função de transferência que é puramente definida pelos parâmetros de projeto. Baseado no caso ideal, é proposta uma nova topologia de controlador, sendo uma forma genérica do inverso da função de transferência da planta, potencialmente capaz de anular a planta caso seus parâmetros sejam calculados corretamente. Essa formulação é dada por

$$G_c(z) = \frac{\rho_2 z^2 + \rho_1 z + \rho_0}{z - p} \quad (48)$$

na qual  $\rho$  consiste nos parâmetros ótimos obtidos pelo método e  $p$  é o polo do controlador. Nessa topologia, o  $\bar{C}(z)$  é dado por

$$\bar{C}(z) = \begin{bmatrix} \frac{z^2}{z-p} \\ \frac{z}{z-p} \\ \frac{1}{z-p} \end{bmatrix} I(z) \quad (49)$$

Considerando esse controlador e utilizando o modelo de referência por inversão da planta, é esperado que na aplicação do método VRFT sejam calculados os parâmetros de forma que o controlador obtido consiga anular, mesmo que parcialmente, o efeito da planta na função de transferência do sistema.

Nas simulações é utilizada a equação (39) como  $T_d(z)$ , o parâmetro ótimo  $\rho$  é calculado com a equação (27), o filtro  $L(z)$  é utilizado em todas as simulações e são testados diferentes valores para o polo  $p$  do controlador, com valores próximos do zero da planta em (43). O sinal de teste para cálculo do critério de desempenho é uma onda dente de serra, formada pelo somatório das 11 primeiras harmônicas da frequência fundamental de 50 Hz e amplitude 40, sinal capaz de excitar diversas harmônicas do sinal base e portanto apresentar um resultado mais claro da qualidade do sinal obtido. O critério de desempenho  $J_y(\rho)$  é calculado através da equação (12), considerando  $T(z)$  e  $T_d(z)$ , utilizando a função *norm* do Matlab, e o sinal de teste possui 1401 amostras, para esta e demais simulações neste capítulo.

A Tabela 3 apresenta os resultados do custo  $J_y(\rho)$  para o controlador racional. Observa-se que, independente do sinal de excitação, essa topologia de controlador obteve

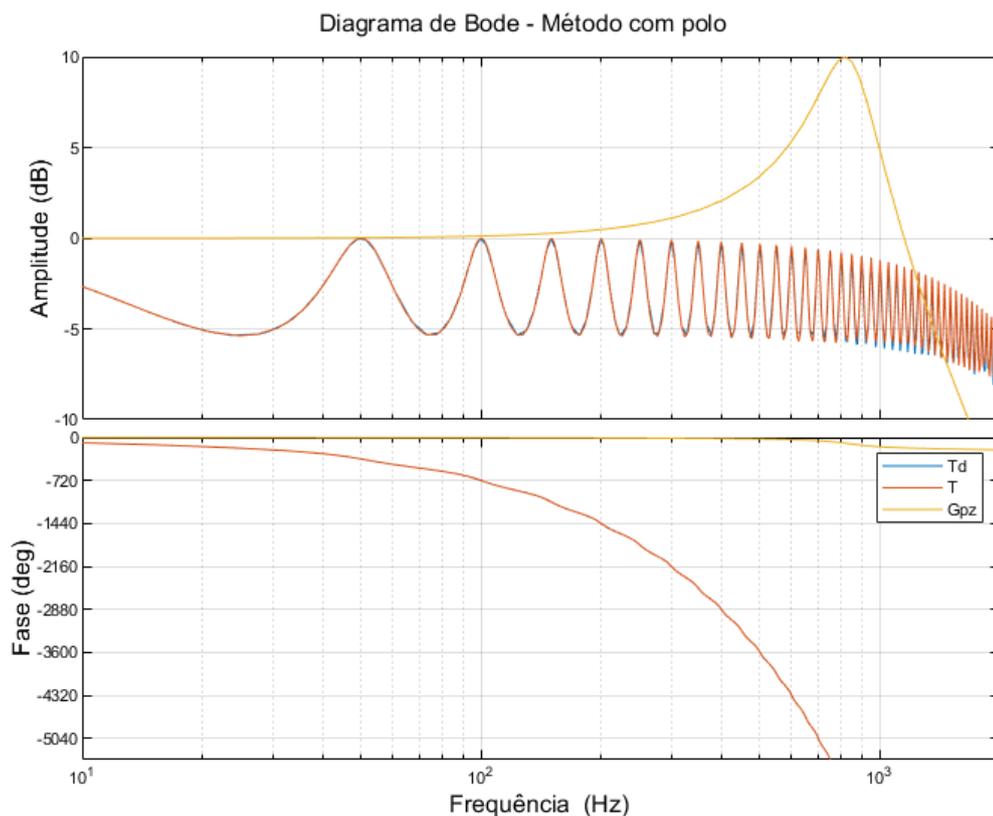
**Tabela 3** – Resultados de  $J_y(\rho)$  para o Controlador Racional

Sinal	$p = -0,7$	$p = -0,8$	$p = -0,95$
Múltiplas Senoides	1,388	0,774	0,023
Somatório de Harmônicas	1,686	0,943	0,028
Harmônicas Impares	2,367	1,325	0,039

Fonte - Autor

excelentes resultados, com um desempenho consistente do sistema. O polo  $p = -0.95$  exibiu melhor desempenho, o que é esperado considerando que é um valor muito próximo do zero da planta, de  $-0,9454$ . Pode-se concluir que de fato, o método VRFT é capaz de aproximar o controlador genérico dos valores do controlador ideal, cancelando o efeito da planta na função de transferência do sistema como é definido na equação (39).

Para melhor visualização do comportamento desse sistema, a Figura 9 apresenta o diagrama de Bode do modelo de referência por inversão da planta  $T_d(z)$ , da planta  $G_{pz}(z)$  e da função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  obtida pelo método. O sistema demonstrado teve seu controlador calculado considerando um polo  $p = -0,8$  para evitar utilizar o valor exato do zero da planta, e o sinal de múltiplas senoides como sinal de excitação.

**Figura 9** – Diagrama de Bode - Controlador Racional.

Fonte - Autor

Na figura observa-se que a função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  segue o modelo de referência  $T_d(z)$  quase que perfeitamente, até a décima sexta harmônica do sinal de referência.

### 3.3.2 Controlador Polinomial

Como a utilização de um polo próximo do zero da função de transferência da planta faria necessário um conhecimento razoável de seu modelo matemático ou um processo de experimento empírico para sua determinação, é proposto também um controlador similar, mas sem polo. Para esse caso, a equação de  $G_c(z)$  fica

$$G_c(z) = \rho_2 z^2 + \rho_1 z + \rho_0 \quad (50)$$

parametrizando  $\bar{C}(z)$  na forma

$$\bar{C}(z) = \begin{bmatrix} z^2 \\ z \\ 1 \end{bmatrix} I(z) \quad (51)$$

Nas simulações é utilizada a equação (39) como  $T_d(z)$ , o parâmetro ótimo  $\rho$  é calculado com a equação (27) e o filtro  $L(z)$  é utilizado em todas as simulações, o sinal de teste é uma onda dente de serra e o critério de desempenho  $J_y(\rho)$  é calculado da mesma forma descrita anteriormente.

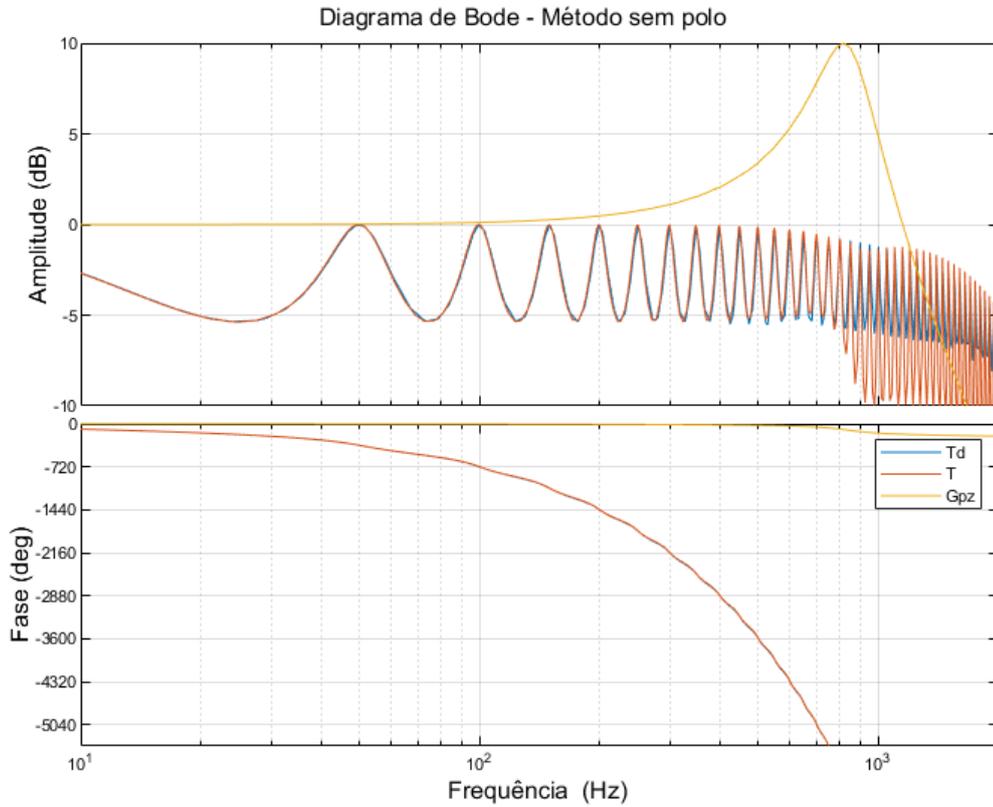
**Tabela 4** – Resultados de  $J_y(\rho)$  para o Controlador Polinomial

Sinal	$J_y$
Múltiplas Senoides	9,076
Somatório de Harmônicas	11,209
Harmônicas Impares	15,063

Fonte - Autor

A Tabela 4 apresenta os resultados do controlador polinomial. De forma similar ao caso racional, o controlador polinomial apresenta bons resultados e um sistema consistente, mas com valores levemente piores do que o controlador racional, o que é esperado. Apesar de não ser capaz de cancelar a planta perfeitamente, o fato de que essa topologia não necessita de um polo aproximado do zero da planta a torna mais versátil. A Figura 10 apresenta o diagrama de Bode do modelo de referência por inversão da planta  $T_d(z)$ , da planta  $G_{pz}(z)$  e da função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  obtida pelo método para o melhor caso da topologia polinomial.

Na figura percebe-se que de forma similar ao caso racional, a função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  segue o modelo de referência  $T_d(z)$  de maneira excelente, havendo apenas uma diferença a partir da 16<sup>a</sup> harmônica.

**Figura 10** – Diagrama de Bode - Controlador Polinomial.

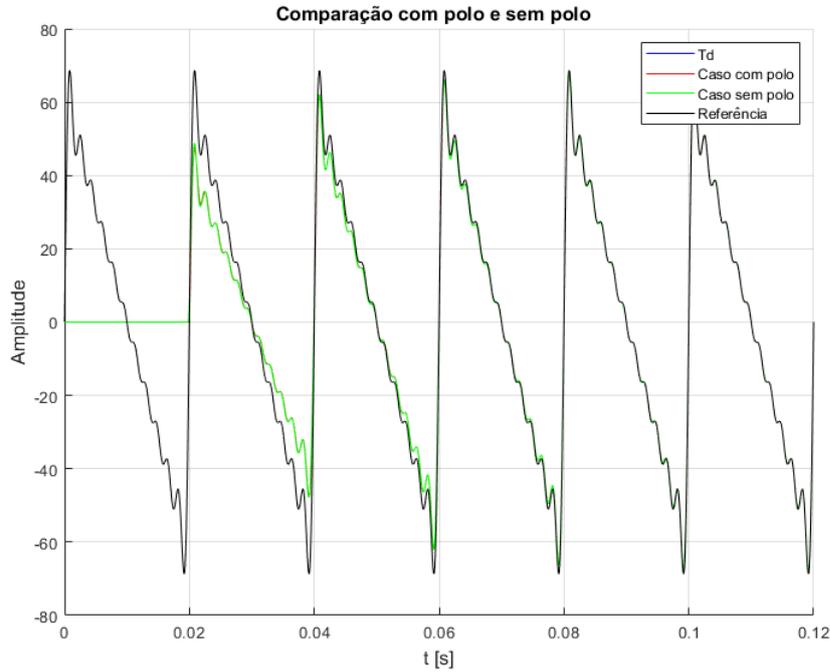
Fonte - Autor

Por fim, a Figura 11 apresenta a resposta do sistema para ambas as propostas de controladores, com polo  $p = -0,8$ , utilizando como sinal de referência uma onda dente de serra formada pelo somatório das 11 primeiras harmônicas da frequência fundamental de 50 Hz e amplitude 40. Na figura é quase imperceptível a diferença entre o sinal do modelo de referência e dos sistemas obtidos com o controlador. Através dessas simulações foi possível verificar que a utilização do modelo de referência por inversão da planta em conjunto com essa topologia de controlador gerou ótimos resultados, se aproximando muito do caso ideal e demonstrando a capacidade dos métodos baseados em dados de calcular os parâmetros ótimos do controlador.

### 3.4 Modelo de Referência proposto em (Beal 2021)

Nesta seção será avaliado o modelo de referência proposto em (Beal 2021), que apresenta ganho unitário e fase nula para conjunto finito de harmônicas da frequência fundamental, ou seja

$$|[T_d(z)]_{z=e^{\pm j\Omega_i}}| = 1, \angle [T_d(z)]_{z=e^{\pm j\Omega_i}} = 0, i = 1, 2, \dots, n \quad (52)$$

**Figura 11** – Comparação topologias racional e polinomial.

Fonte - Autor

Para atender essas condições, o modelo de referência é definido por

$$T_d(z) = \frac{z \sum_{i=0}^n k_i z^i}{(z - \rho)^{n+2}} \quad (53)$$

na qual o valor do polo  $\rho$  está relacionado com o tempo de acomodação do sistema e os coeficientes  $k_i$  devem ser determinados através da solução de um sistema de equações lineares tal que (52) seja verificada.

Para fim de simulações, foi determinado o modelo de referência considerando  $n = 7$ , frequência fundamental de 50 Hz e a  $T_d$  é calculada considerando um período de amostragem de  $10^{-4}$  segundos e testando diferentes valores para o polo  $\rho$ . Ainda é necessário multiplicar a função de transferência por um termo  $z^{-199}$  para considerar o atraso inerente à forma série do repetitivo na  $T_d$ . Como controlador são utilizadas as topologias dadas pelas equações (48), com polo  $p = 0,5$ , e (50), o parâmetro ótimo é calculado pela equação (27), o filtro  $L(z)$  não é utilizado por apresentar pior resultado para a maioria dos casos e o critério de desempenho  $J_y(\rho)$  é calculado utilizando uma onda dente de serra, pelo mesmo método descrito anteriormente.

Os resultados das simulações para os controladores racional e polinomial são apresentados nas Tabelas 5 e 6, respectivamente, com os valores de  $J_y(\rho)$  para diferentes valores do polo  $\rho$  da  $T_d(z)$ .

Alguns dos sistemas obtidos apresentaram resultados satisfatórios, mas se fazem presentes também vários casos instáveis, representados pelo  $J_y(\rho)$  igual a  $\infty$ ; nota-se

**Tabela 5** – Resultados de  $J_y(\rho)$  para o Controlador Racional

Sinal	$\varrho = 0,7$	$\varrho = 0,8$	$\varrho = 0,9$
Múltiplas Senoides	$\infty$	$\infty$	$\infty$
Somatório de Harmônicas	209,454	219,207	$\infty$
Harmônicas Impares	204,660	216,264	$\infty$

Fonte - Autor

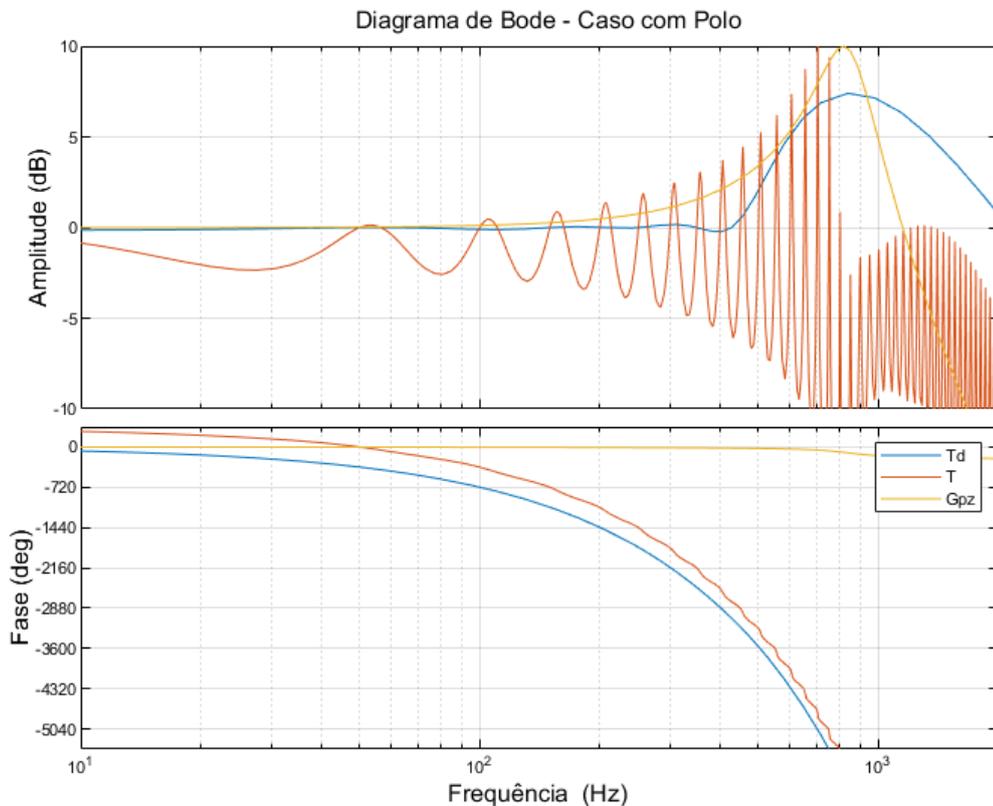
**Tabela 6** – Resultados de  $J_y(\rho)$  para o Controlador Polinomial

Sinal	$\varrho = 0,7$	$\varrho = 0,8$	$\varrho = 0,9$
Múltiplas Senoides	$\infty$	$\infty$	$\infty$
Somatório de Harmônicas	161,074	176,022	$\infty$
Harmônicas Impares	149,112	169,737	$\infty$

Fonte - Autor

ainda que o controlador polinomial obteve um desempenho melhor do que o controlador racional para todos os casos, o que poderia ser explicado pelo fato que o controlador racional tem sua equação mais próxima do controlador ideal, já o controlador polinomial é mais genérico e portanto consegue se adaptar melhor para outros modelos de referência. Utilizando o somatório de harmônicas ímpares como sinal de excitação, foram gerados os diagramas de Bode do modelo de referência  $T_d(z)$ , da planta  $G_{pz}(z)$  e do sistema obtido  $T(z, \rho)$ . Nas Figura 12 e 13 percebe-se que, apesar do modelo de referência  $T_d(z)$  apresentar ganho unitário nas frequências consideradas em seu cálculo, o sistema obtido tem um comportamento muito próximo da planta, o que não é desejável.

Por fim, o modelo de referência que apresentou os melhores resultados é a modelo por inversão da planta  $T_d(z)$ , dada pela equação (39), vista nas seções anteriores. Sua função de transferência é definida pelos parâmetros de projeto, possibilitando controle do projetista sobre o desempenho desejado para o sistema, e é atingível com a condição de que a topologia de controlador escolhido seja capaz de aproximadamente anular o efeito da planta. Para a planta que é objeto de estudo deste trabalho, o controlador dado pelas equações (48) e (50) é capaz de atingir essa condição, fazendo do modelo de referência por inversão da planta a melhor escolha de modelo de referência. Ainda, o modelo de referência  $T_d(z)$  de (39) garante magnitude unitária para todas as harmônicas da frequência fundamental, resultando em um controlador repetitivo mais próximo da classe do que o caso do modelo definido por (53), que considera somente um pequeno número de harmônicas.

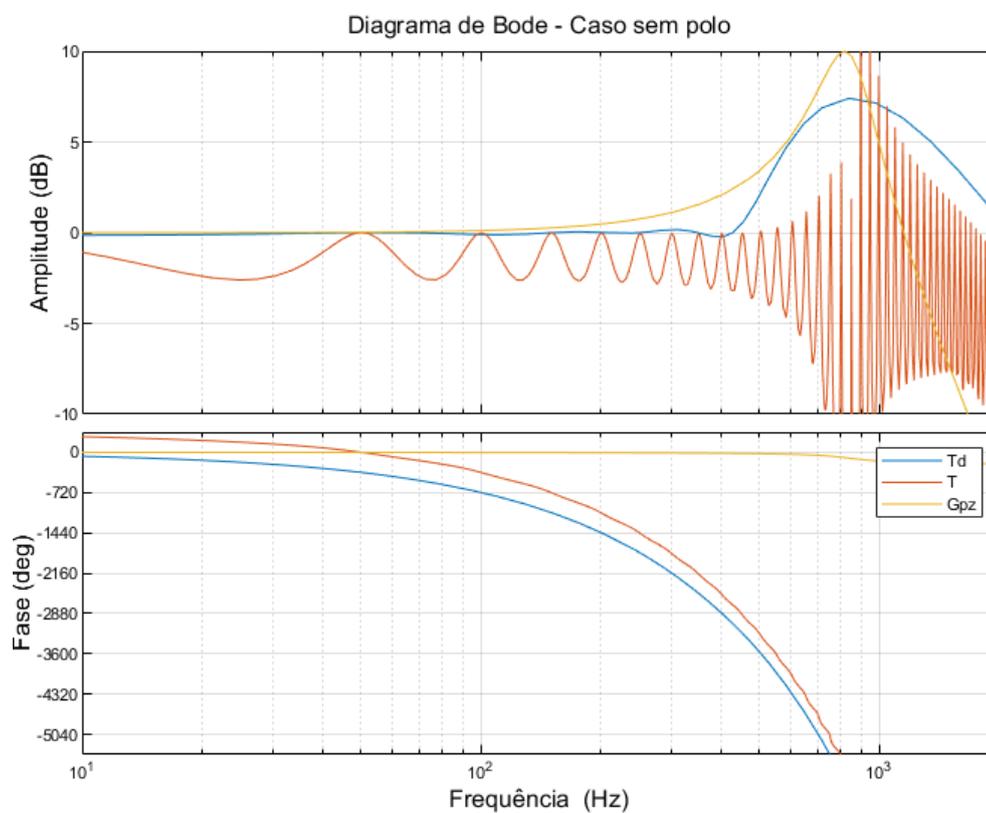
**Figura 12** – Diagrama de Bode - Caso Racional.

Fonte - Autor

### 3.5 Considerações Finais

A partir dos resultados obtidos ao longo dos estudos realizados nesse capítulo, é possível concluir alguns pontos referentes a aplicação do método VRFT na configuração série do controlador repetitivo.

- O cálculo do parâmetro ótimo do controlador através da equação (27) se mostrou mais robusto, apresentando melhores resultados para todos os sinais de excitação considerados.
- O sinal de excitação teve pouca influência no controlador obtido, sendo interessante utilizar sinais com maior espectro frequencial para controladores com mais graus de liberdade.
- O modelo de referência por inversão da planta, dado por (39), é a melhor escolha para modelo de referência, mesmo que o controlador não realize o cancelamento da planta perfeitamente.
- Os controladores racional e polinomial são opções válidas, o polinomial se destaca por evitar a necessidade de projeto do polo, já o racional pode obter melhores resultados caso o polo da planta seja conhecido.

**Figura 13** – Diagrama de Bode - Caso Polinomial.

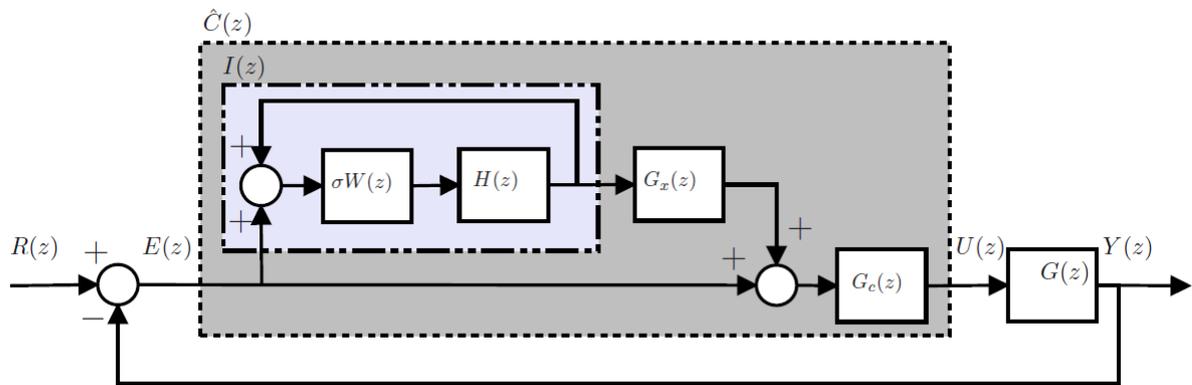
Fonte - Autor

- Um modelo de referência que não inclua o gerador de sinais, como foi o caso do modelo dado por (53), não deve ser utilizado na aplicação do método já que o controlador considerado está fora da classe.

## 4 Configuração *Plug-in* do Controlador Repetitivo

A configuração *plug-in* do controlador repetitivo supõe a existência de um controlador  $G_c(z)$  previamente projetado de forma a garantir a estabilidade e o desempenho transitório do sistema em malha fechada. Em paralelo com o sinal de erro, é inserido o gerador de sinais periódicos  $I(z)$  e o controlador  $G_x(z)$  conforme apresentado na Figura 14. O objetivo do projeto agora é determinar  $G_x(z)$  tal que a estabilidade do sistema em malha fechada seja preservada.

**Figura 14** – Controlador Repetitivo - Configuração *Plug-in*.



Fonte - (Ramos e Costa-Castelló 2018)

A seguinte formulação é baseada em (Ramos e Costa-Castelló 2018). Supondo o caso sem o controlador repetitivo *plug-in*, ou seja,  $G_x(z) = 0$ , são definidas

$$T_0(z) = \frac{G_c(z)G(z)}{1 + G_c(z)G(z)} \quad (54)$$

$$S_0(z) = \frac{1}{1 + G_c(z)G(z)}. \quad (55)$$

Além disso, é possível definir uma função de sensibilidade modificada como

$$S_{Mod}(z) = \frac{1 - \sigma W(z)H(z)}{1 - \sigma W(z)H(z)(1 - G_x(z)T_0(z))}. \quad (56)$$

Dessa forma, as funções de transferência em malha fechada com o modelo interno adicionado são dadas por

$$T(z) = \frac{(1 - \sigma W(z)H(z)(1 - G_x(z)))T_0(z)}{1 - \sigma W(z)H(z)(1 - G_x(z)T_0(z))} \quad (57)$$

$$S(z) = S_0(z)S_{Mod}(z) \quad (58)$$

e o controlador  $\hat{C}(z)$  é expresso por

$$\hat{C}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = (1 + I(z)G_x(z))G_c(z). \quad (59)$$

Novamente, para plantas de fase mínima, (Ramos e Costa-Castelló 2018) empregam técnicas de cancelamento da planta através do controlador

$$G_x(z) = \frac{k_r}{T_0(z)} \quad (60)$$

onde  $k_r$  é o parâmetro de sintonia. Sob essa hipótese, as funções de transferência em malha fechada tornam-se

$$T(z) = \frac{(T_0(z) - \sigma W(z)H(z)(T_0(z) - k_r))}{1 + (k_r - 1)\sigma W(z)H(z)} \quad (61)$$

$$S(z) = S_0(z) \frac{1 - \sigma W(z)H(z)}{1 + (k_r - 1)\sigma W(z)H(z)} \quad (62)$$

A estabilidade do sistema em malha fechada pode ser garantida com a escolha apropriada de  $G_c(z)$  e de  $k_r$ . A equação para  $T(z)$  não é tão simples como a configuração série, visto que o termo  $T_0(z)$  ainda é presente na função de transferência e portanto o modelo de referência não depende apenas do gerador periódico e do ganho  $k_r$ .

A utilização do método VRFT para a sintonia de  $G_x(z)$  leva a dois desafios: a formulação via mínimos quadrados deve ser adaptada à estrutura  $\hat{C}(z)$  apresentada em (59); como lidar com o termo  $T_0(z)$  presente em (61) na escolha da função de transferência desejada para o sistema em malha fechada.

Para permitir a aplicação do método, é necessário realizar uma parametrização linear da equação do controlador; assim, considera-se o controlador  $C(z)$ , de forma que

$$\hat{C}(z) = (1 + C(z))G_c(z). \quad (63)$$

e portanto

$$C(z) = I(z)G_x(z) \quad (64)$$

permitindo parametrizar o controlador como

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{G}_x(z) I(z) = \rho^T \bar{C}(z) \quad (65)$$

onde  $\bar{G}_x(z)$  é uma função de transferência independente de parâmetros. Assim como na configuração série, o atraso de  $N$  amostras de  $I(z)$  permite a escolha de controladores  $G_x(z)$  não causais, como por exemplo, funções polinomiais em  $z$  de grau inferior a  $N$ .

Para realizar a adaptação do método VRFT a este caso, o sinal que deverá ser adquirido junto com a saída da planta deverá ser a entrada do controlador  $G_c(z)$ , definida como  $u_c(z)$ . Supondo o sinal de erro virtual definido em (20), segue que

$$u_c(t) = \bar{e}(t) + I(z)G_x(z)\bar{e}(t) \quad (66)$$

e portanto o critério de desempenho pode ser escrito como

$$J^{VR}(\rho) = \|u_c(t) - (\bar{e}(t) + \rho^T \bar{G}_x(z) I(z) \bar{e}(t))\|_2^2. \quad (67)$$

Define-se  $\tilde{u}$  como

$$\tilde{u}(t) = u_c(t) - \bar{e}(t) \quad (68)$$

e  $\tilde{\phi}$  como

$$\tilde{\phi}(t) = \bar{G}_x(z) I(z) \bar{e}(t) \quad (69)$$

permitindo o cálculo de  $\rho$  através da equação

$$\hat{\rho} = \left[ \sum_{t=1}^N \tilde{\phi}(t) \tilde{\phi}^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \tilde{\phi}(t) \tilde{u}(t) \quad (70)$$

A utilização de um modelo de referência baseado em (57) requer o conhecimento prévio de  $T_0(z)$ , o que contradiz a premissa do controle baseado em dados da planta  $G(z)$  ser desconhecida. Nesse caso, sugere-se as seguintes abordagens:

i) Caso  $G_c(z)$  tenha sido projetado por VRFT, então a função de transferência de malha fechada desejada ( $T_{d0}(z)$ ) pode ser utilizada como estimativa da  $T_0(z)$ ;

ii) Caso o método de projeto de  $G_c(z)$  seja desconhecido, recomenda-se o uso de uma aproximação de segunda ordem para a dinâmica de  $T_0(z)$ . O efeito dos parâmetros dessa aproximação no método VRFT será analisado na Seção 4.2.

iii) Modelo de Referência da Configuração Série, definido na equação (39). Esse modelo já garante o ganho unitário nas frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental, que é a premissa básica do princípio do modelo interno. Essa possibilidade será avaliada na Seção 4.3.

Finalmente, o projetista poderia considerar uma função de transferência como apresentado em (Beal 2021), a qual não necessita de conhecimento da dinâmica do laço interno. Por outro lado, foi mostrado na Seção 3.4 que esse modelo de referência apresenta resultados consideravelmente piores se comparados ao modelo de referência com cancelamento da planta. Assim, esse caso não será considerado na sequência desse trabalho.

Para as análises a seguir, o sistema de interesse é o mesmo descrito na seção (3.1); seguindo os valores apresentados em (Ramos e Costa-Castelló 2018), foi considerado  $G_c(z) = 0,002$ . Para todas as simulações, o critério de desempenho  $J_y(\rho)$  é calculado através da equação (12), considerando  $T(z)$  e  $T_d(z)$ , utilizando a função *norm* do Matlab, e o sinal de teste possui 1401 amostras.

## 4.1 Caso Supondo $T_0(z)$ Conhecida

Para validação dos algoritmos desenvolvidos e ainda avaliar qual o efeito do sinal de excitação no controlador resultante, foi considerado o caso descrito na equação (60), onde o controlador resultante depende do inverso da  $T_0(z)$ , que em sua forma numérica é

$$T_0(z) = \frac{(2,51z^3 - 1,673z^2 - 1,703z + 2,056)10^{-4}}{z^4 - 3,192z^3 + 4,23z^2 - 2,702z + 0,7163} \quad (71)$$

Observe que, como a  $T_0(z)$  é definida pelos parâmetros da planta, esse caso viola a premissa de que a planta é desconhecida, mas ele fornece algumas informações relevantes sobre a robustez numérica dos algoritmos considerados.

### 4.1.1 Influência do Sinal de Excitação

Assim como no caso série, o controlador interno  $G_x(z)$  é definido por

$$\bar{G}_x(z) = \frac{1}{T_0(z)}, \bar{C} = \frac{I(z)}{T_0(z)} \quad (72)$$

e o VRFT deve determinar apenas  $\rho = k_r$ , arbitrado em  $\rho_d = 0,7$  (Ramos e Costa-Castelló 2018). A  $T_d(z)$  é dada pela equação (61), e sua forma numérica é omitida por ser muito extensa.

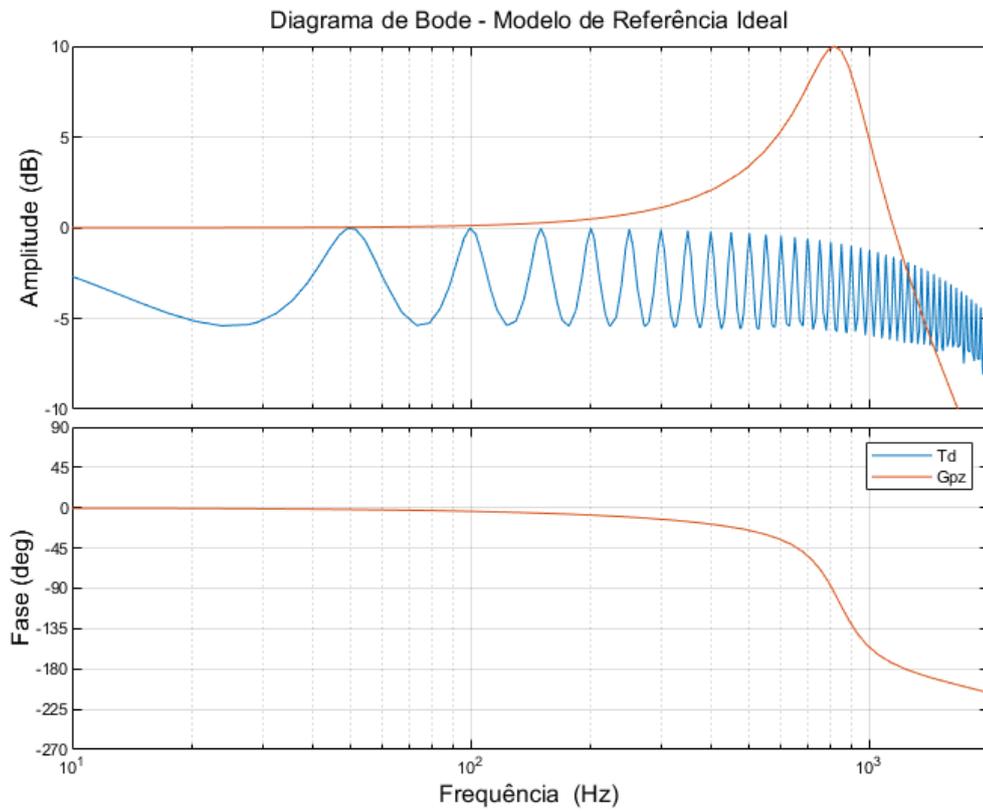
A Figura 15 apresenta o diagrama de Bode da  $T_d(z)$ , comparado ao diagrama da função de transferência da planta em  $G_{pz}(z)$ . Nota-se que o modelo de referência por inversão da  $T_0(z)$  possui ganho unitário para as frequências harmônicas de 50 Hz, com o efeito do filtro  $H(z)$  sendo visível a partir da sétima harmônica, de forma similar a  $T_d(z)$  da configuração série.

Os sinais de excitação utilizados nas simulações são os mesmos do caso série, descritos na Seção 3.2. Para avaliar os resultados obtidos em cada simulação é realizado o cálculo do critério de desempenho  $J_y(\rho)$  e é gerado o gráfico do comportamento da  $T(z, \rho)$  quando aplicado um sinal senoidal de 50 Hz com amplitude 40.

Para a configuração *plug-in*, os resultados obtidos tanto com a equação (25) quanto com a equação (27) obtiveram um  $J_y(\rho)$  nulo para todos os sinais de excitação considerados. Conclui-se com esse resultado que o método VRFT aplicado à configuração *plug-in* é mais numericamente robusto que à configuração série.

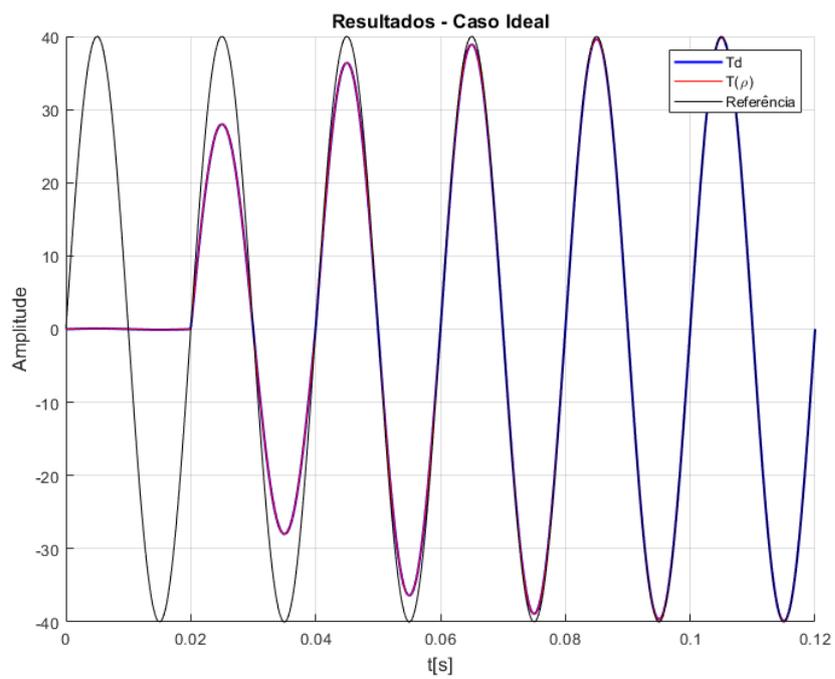
A Figura 16 apresenta o resultado de simulação da função de transferência desejada e a calculada com o controlador projetado por VRFT, considerando as múltiplas senoides como sinal de excitação para a coleta de dados. O sinal de referência considerado foi uma senoide de 50 Hz e amplitude de 40.

**Figura 15** – Diagrama de Bode da  $T_d(z)$ .



Fonte - Autor

**Figura 16** – Respostas da  $T(z, \rho)$ .



Fonte - Autor

### 4.1.2 Parametrização do Controlador

O controlador utilizado no caso ideal é baseado no inverso da  $T_0(z)$ . A seguir serão avaliadas outras possibilidades de parametrização do controlador com o objetivo de analisar o seu efeito no método do VRFT.

#### 4.1.2.1 Controlador Racional

O controlador racional, definido pela equação (48), é introduzido como uma topologia baseada no controlador ideal da configuração série, que é definido pelo inverso da função de transferência da planta  $G(z)$ . Como o controlador  $G_c(z)$  considerado na equação (54) é um controlador proporcional, a  $T_0(z)$  resultante apresenta o mesmo número de polos e zeros que  $G(z)$ , de forma que o cancelamento da planta pelo controlador ainda é uma abordagem válida.

Nas simulações é utilizada a função de transferência ideal com (71) como  $T_0(z)$  e a equação (61) como  $T_d$ , o parâmetro ótimo  $\rho$  é calculado com a equação (70) e o filtro  $L(z)$  é utilizado em todas as simulações. São testados diferentes valores para o polo  $p$  do controlador de forma similar a configuração série. O sinal de teste para cálculo do critério de desempenho é uma onda dente de serra, formada pelo somatório das 11 primeiras harmônicas da frequência fundamental de 50 Hz e amplitude 40, sinal capaz de excitar diversas harmônicas do sinal base e portanto apresentar um resultado mais claro da qualidade do sinal obtido.

**Tabela 7** – Resultados de  $J_y(\rho)$  para o Controlador Racional

Sinal	$p = -0,7$	$p = -0,8$	$p = -0,95$
Múltiplas Senoides	1,388	0,774	0,023
Somatório de Harmônicas	1,151	0,643	0,019
Harmônicas Impares	2,368	1,326	0,039

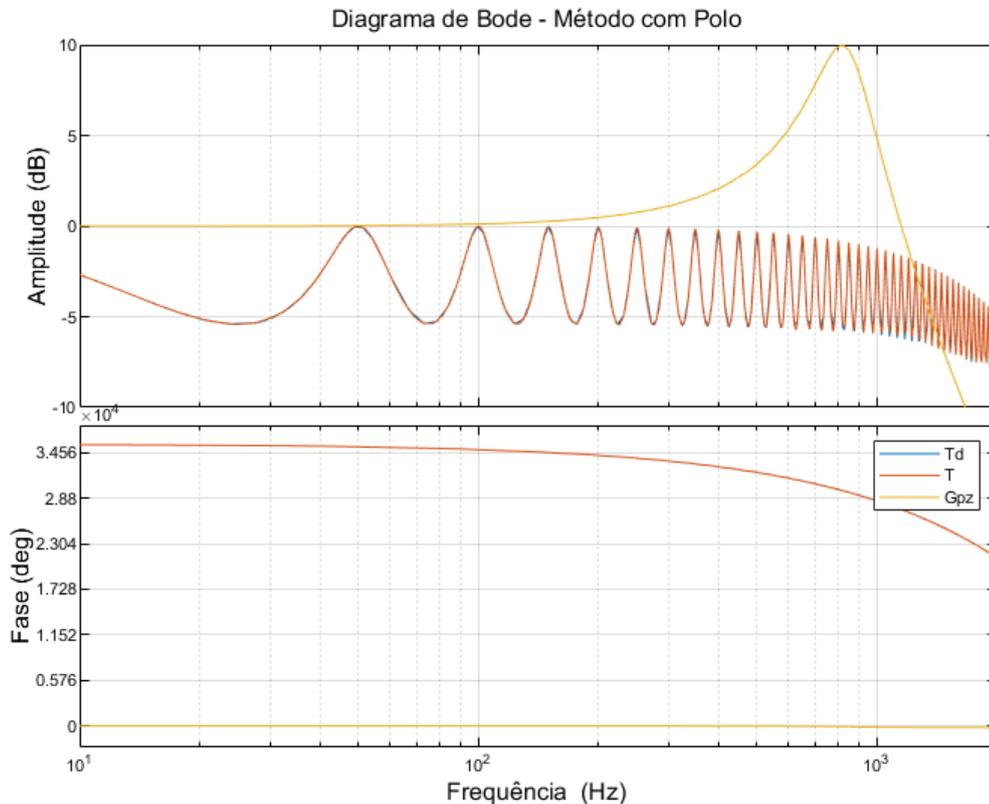
Fonte - Autor

A Tabela 7 apresenta os resultados do controlador racional. Nota-se que a topologia do controlador racional apresenta ótimos resultados, próximos do ideal, apesar do controlador ideal da configuração *plug-in* ser diferente do controlador ideal da configuração série. Seu desempenho se mantém consistente com o observado na configuração série, com pouca diferença entre os sinais de excitação considerados, com melhor desempenho para o polo  $p = -0,95$ , que é próximo do zero da planta  $G_c(z)$  de  $-0,9454$ .

Para melhor visualização do comportamento desse sistema, a Figura 17 apresenta o diagrama de Bode do modelo de referência  $T_d(z)$ , da planta  $G_{pz}(z)$  e da função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  obtida pelo método para o melhor caso da topologia racional. O sistema demonstrado teve seu controlador calculado considerando um polo

$p = -0,8$  e o sinal de múltiplas senoides como sinal de excitação, de forma análoga ao caso da configuração série.

**Figura 17** – Diagrama de Bode - Controlador Racional.



Fonte - Autor

Na figura observa-se que a função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  segue o modelo de referência  $T_d(z)$  quase que perfeitamente em toda a faixa de frequências.

#### 4.1.2.2 Controlador Polinomial

O controlador polinomial, definido pela equação (50), também é utilizado na configuração *plug-in*, sendo desnecessária a escolha de um polo para o controlador. Como o controlador racional apresentou resultados semelhantes ao caso da configuração série, é esperado que o controlador polinomial se comporte de maneira análoga. As simulações são realizadas nas mesmas condições do caso anterior.

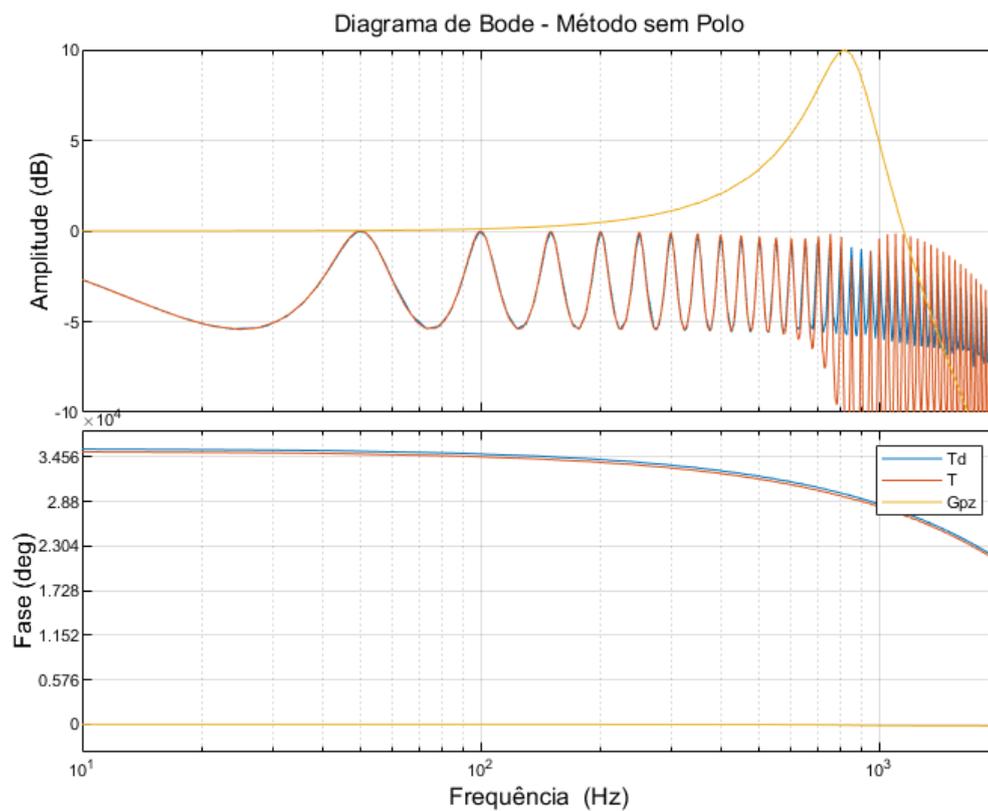
A Tabela 8 apresenta os resultados do controlador polinomial. De forma similar ao controlador racional, o controlador polinomial apresenta bons resultados e um sistema consistente, mas com valores de  $J_y(\rho)$  maiores que o caso racional. Além disso, ele se mostra mais sensível ao sinal de excitação, com os melhores resultados obtidos para o somatório de harmônicas. A Figura 18 apresenta o diagrama de Bode do modelo de referência  $T_d(z)$ , da planta  $G_{pz}(z)$  e da função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  obtida pelo método para o melhor caso da topologia polinomial.

**Tabela 8** – Resultados de  $J_y(\rho)$  para o Controlador Polinomial

Sinal	$J_y$
Múltiplas Senoides	9,072
Somatório de Harmônicas	7,466
Harmônicas Impares	15,075

Fonte - Autor

**Figura 18** – Diagrama de Bode - Controlador Polinomial.

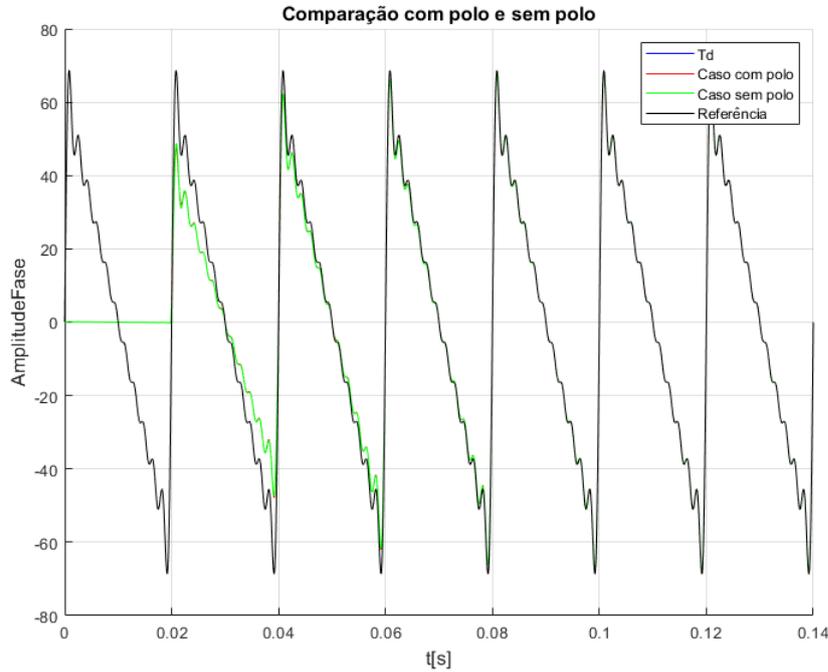


Fonte - Autor

Na figura percebe-se que de forma similar ao caso racional, a função de transferência do sistema  $T(z, \rho)$  segue o modelo de referência  $T_d(z)$  de maneira excelente, havendo apenas uma diferença a partir da 14<sup>a</sup> harmônica, nas frequências maiores que 700 Hz, o que não afeta seu desempenho de forma significativa.

Por fim, a Figura 19 apresenta a resposta do sistema para ambas as propostas de controladores, com polo  $p = -0,8$ , utilizando como sinal de referência uma onda dente de serra formada pelo somatório das 11 primeiras harmônicas da frequência fundamental de 50 Hz e amplitude 40.

Na figura é quase imperceptível a diferença entre o sinal do modelo de referência e dos sistemas obtidos com o controlador. Através dessas simulações foi possível verificar que a utilização do modelo de referência por inversão da  $T_0(z)$  em conjunto com essa

**Figura 19** – Comparação topologias com racional e polinomial.

Fonte - Autor

topologia de controlador gerou resultados consistentes, se aproximando muito do caso ideal e demonstrando a capacidade dos métodos baseados em dados de calcular os parâmetros ótimos do controlador.

#### 4.1.2.3 Controladores de Diferentes Ordens

A topologia do controlador racional pode ser descrita em função de sua ordem  $O$ , pela equação

$$G_x(z, O) = \frac{1}{z - p} \sum_{n=0}^O \rho_n z^n \quad (73)$$

para o qual devem ser calculados  $O + 1$  parâmetros  $\rho_n$  com o método VRFT. O controlador racional dado pela equação (48) seria um controlador de ordem  $O = 2$ . Da mesma forma, o controlador polinomial pode ser descrito em função de sua ordem  $O$  pela equação

$$G_x(z, O) = \sum_{n=0}^O \rho_n z^n, \quad (74)$$

sendo o controlador polinomial dado pela equação (50) um controlador de ordem  $O = 2$ .

Através dessas equações é possível definir controladores de ordem maiores e avaliar seu desempenho no sistema. A Tabela 9 apresenta o critério de desempenho  $J_y(\rho)$  obtido para diferentes ordens dos controladores racional e polinomial, o sinal de excitação sendo o somatório de harmônicas,  $p = -0,8$  para o controlador racional, filtro  $L(z)$  em todos os casos e utilizado o sinal dente de serra para cálculo do  $J_y(\rho)$ .

**Tabela 9** – Resultados Controlador de Diferentes Ordens

Ordem	$J_y$ Racional	$J_y$ Polinomial
2	0,643	7,466
3	0,166	1,822
5	0,048	0,374
10	0,015	0,068
15	0,008	0,028
20	0,005	0,018
25	0,005	0,016

Fonte - Autor

Conclui-se que o aumento da ordem dos controladores melhora os resultados do sistema obtido, o que é esperado visto que um maior número de parâmetros fornece mais graus de liberdade ao controlador, permitindo otimizar o seu desempenho. Nota-se, no entanto, que uma ordem maior resulta em um aumento da complexidade computacional necessária, sendo importante portanto um balanço na escolha da ordem do controlador.

## 4.2 Aproximação de Segunda Ordem para $T_0(z)$

Até o momento, o modelo de referência  $T_d$  tem sido calculado utilizando a  $T_0$  dada pela planta, que necessitada da função de transferência da planta  $G(z)$ . Para que não seja necessária a modelagem da planta, introduz-se uma aproximação da  $T_0(z)$  a partir de uma função de transferência de segunda ordem.

A função de transferência de segunda ordem é definida por dois parâmetros principais: seu sobressinal  $M_p$ , em %, e seu tempo de acomodação  $t_s$ , em segundos. Sua equação é dada por

$$T_{O2}(z) = k_0 \frac{1 - p_1 - p_2 + p_1 p_2}{(z - p_1)(z - p_2)} \quad (75)$$

onde  $k_0$  é o ganho e os polos  $p_1$  e  $p_2$  são definidos por

$$p_{1,2} = e^{-t_a(\xi w_n \pm w_n \sqrt{\xi^2 - 1})} \quad (76)$$

na qual  $t_a$  é o período de amostragem do sistema,  $\xi$  é dado por

$$\xi = \sqrt{\frac{\log \frac{M_p^2}{100}}{\pi^2 + \log \frac{M_p^2}{100}}} \quad (77)$$

e  $w_n$  dado por

$$w_n = \frac{4}{t_s \xi}. \quad (78)$$

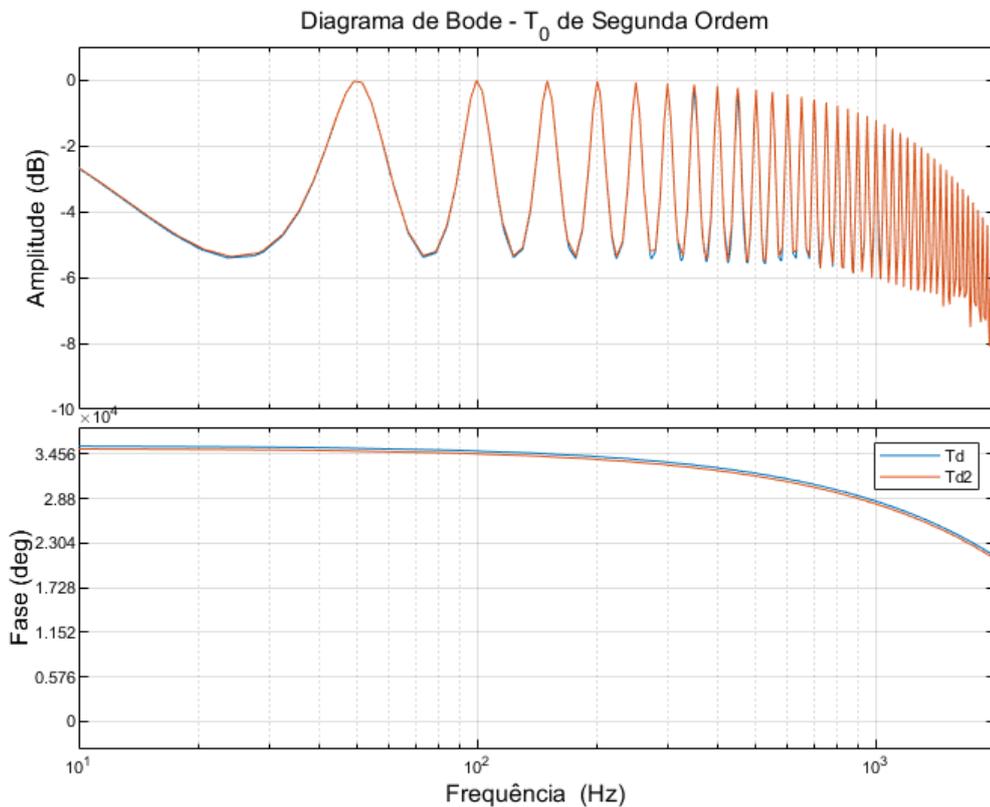
A nova  $T_0(z)$  é definida com a introdução de um zero na equação (75), para manter o grau relativo do sistema

$$T_0(z) = k_0 \frac{(z - \zeta)(1 - p_1 - p_2 + p_1 p_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} \quad (79)$$

onde  $\zeta$  é o novo zero da função.

Foram testados diversos valores de  $\zeta$ ,  $k_0$ ,  $M_p$  e  $t_s$ . Os valores de  $\zeta$  variaram entre 0 e -1, não apresentando efeito significativo na  $T_d$  resultante, sendo escolhido um valor  $\zeta = -1$  para a  $T_0(z)$  utilizada nas simulações; os valores de  $k_0$  tiveram efeito notável no sistema resultante, apresentando melhor desempenho para valores baixos, sendo definido  $k_0 = 0,5$ ; os valores de  $M_p$  variaram entre 0% e 100%, também não apresentando efeito significativo na  $T_d$  resultante, sendo escolhido um valor de  $M_p = 5\%$  para as simulações. Já o tempo de acomodação  $t_s$  teve efeito considerável sobre o sistema, que serão apresentados a seguir, sendo utilizado um valor de  $t_s = 20$  segundos para o diagrama de Bode na Figura 20.

**Figura 20** – Diagrama de Bode -  $T_0(z)$  de Segunda Ordem.



Fonte - Autor

O diagrama da Figura 20 apresenta uma comparação entre a  $T_d(z)$  ideal da configuração *plug-in*, que utiliza a  $T_0(z)$  da equação (71), com a  $T_{d2}(z)$  que utiliza a  $T_0(z)$  da equação (79). Nota-se que a  $T_{d2}$  tem um comportamento quase idêntico ao caso ideal, sendo portanto uma substituta adequada.

Foram realizadas simulações considerando os controladores racional e polinomial em conjunto com a  $T_0(z)$  de segunda ordem. O polo do controlador racional tem valor  $p = -0,8$ , o sinal de excitação utilizado é o somatório de harmônicas, o  $J_y(\rho)$  é calculado com a equação (70), o sinal utilizado para o cálculo é uma onda dente de serra e é considerado o uso do filtro  $L(z)$ . A Tabela 10 apresenta os resultados obtidos para diferentes valores do tempo de acomodação  $t_s$ .

**Tabela 10** – Resultados  $T_0$  de Segunda Ordem

$t_s$ [s]	$J_y$ Racional, $O = 2$	$J_y$ Polinomial, $O = 2$	$J_y$ Racional, $O = 10$	$J_y$ Polinomial, $O = 10$
0,02	352,314	369,926	$\infty$	$\infty$
0,2	38,574	39,227	38,500	38,458
2	1,837	7,598	1,674	1,718
20	1,246	7,464	1,016	1,017
200	1,247	7,465	1,018	1,018

Fonte - Autor

Pode-se concluir que um tempo de acomodação muito rápido, como 0,02 segundos, piora o desempenho do sistema. Já um tempo de acomodação mais lento, nesse caso superior a 2 segundos, não altera significativamente o valor de  $J_y(\rho)$ , sendo plenamente capaz de substituir a  $T_0(z)$  ideal.

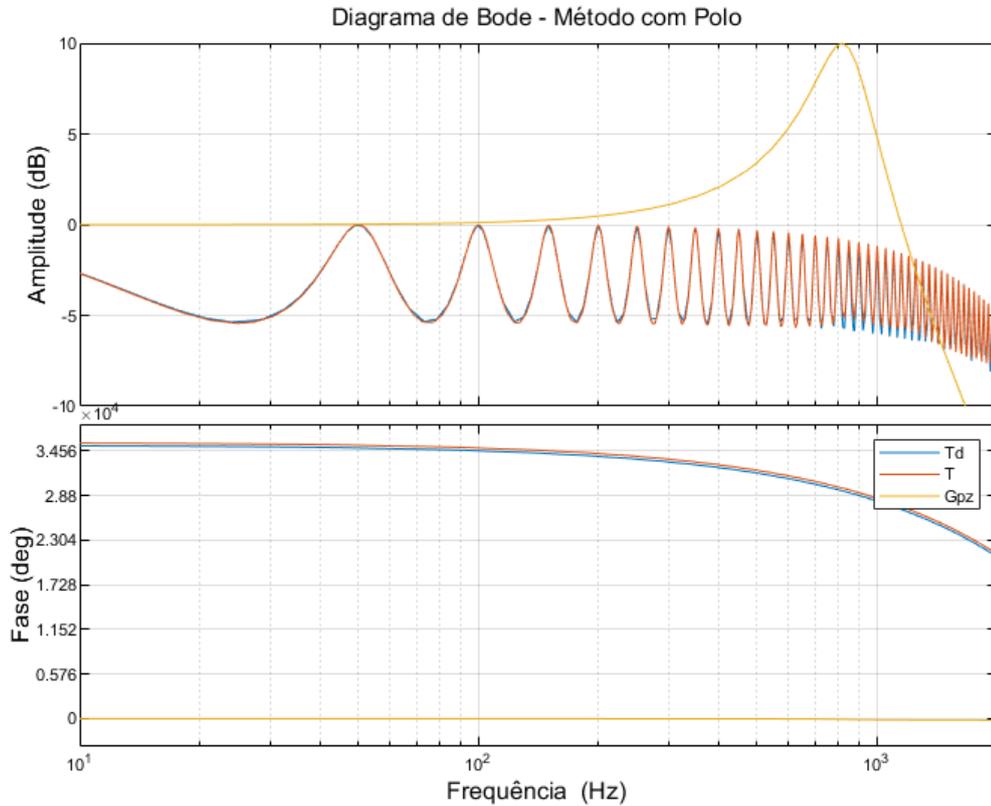
Por fim, são apresentados os diagramas de Bode para o sistema obtido com cada controlador de ordem 2, para um  $t_s = 20$  segundos, nas Figuras 21 e 22. Os diagramas obtidos são muitos similares ao caso do modelo de referência  $T_d(z)$  com  $T_0(z)$  dada pela planta, o que é esperado visto a similaridade das dois modelos de referência. Através desse conjunto de simulações é possível concluir que a substituição da  $T_0(z)$  ideal por uma função de transferência de segunda ordem é perfeitamente funcional e produz bons resultados.

### 4.3 Modelo de Referência da Configuração Série

Outra alternativa de modelo de referência a ser utilizado é a  $T_d(z)$  da configuração série, dada pela equação (45). Apesar de ter sido definida para uma topologia diferente, a  $T_d(z)$  do caso série possui o ganho unitário nas frequências harmônicas de interesse. De fato, para um valor de  $T_0(z) = 0$ , a equação (60) da configuração *plug-in* se iguala à função de transferência ideal do caso série.

A Tabela 11 apresenta os resultados para as simulações utilizando o modelo de referência do caso série como  $T_d(z)$ . As simulações são realizadas sob as mesmas condições descritas anteriormente.

Observa-se que os resultados obtidos são próximos resultados apresentados na Tabela 10 para o caso  $t_s = 20s$ , sendo até melhores. Isso demonstra que o foco principal

**Figura 21** – Diagrama de Bode - Caso Racional.

Fonte - Autor

**Tabela 11** – Resultados  $T_d$  da Configuração Série

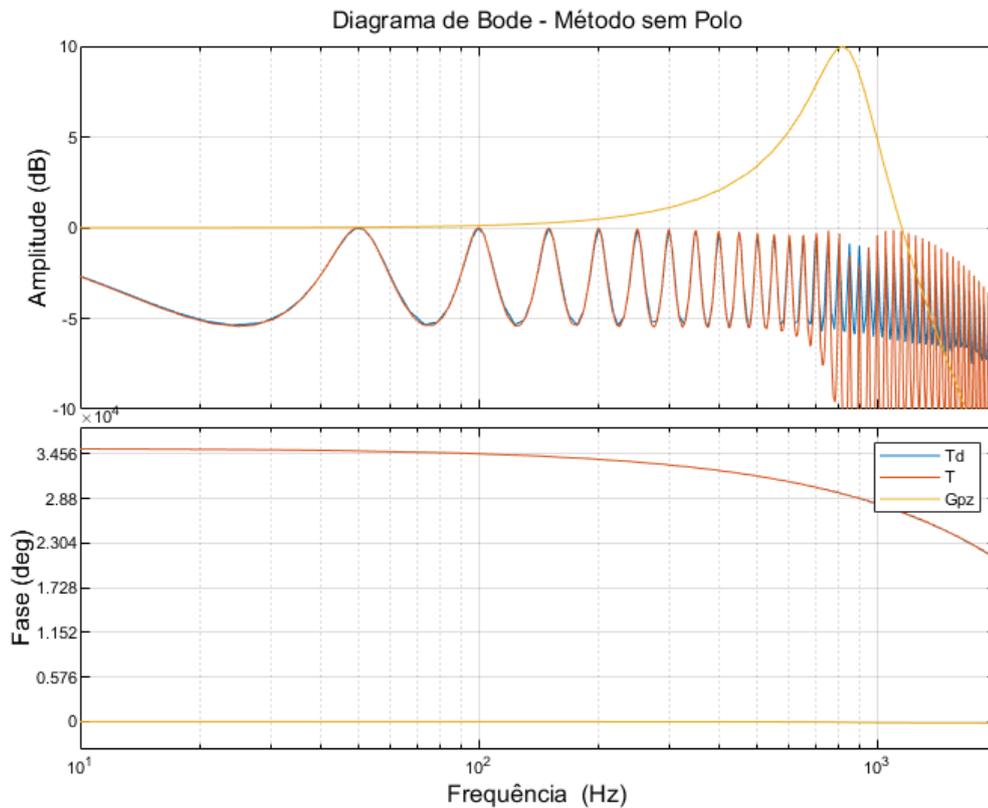
Controlador	$J_y$
Racional, $O = 2$	1,244
Racional, $O = 10$	1,013
Polinomial, $O = 2$	7,464
Polinomial, $O = 10$	1,013

Fonte - Autor

na escolha do modelo de referência é o ganho correto nas frequências harmônicas de interesse, e que o método VRFT é robusto o suficiente para determinar um controlador de desempenho adequado. A Figura 23 apresenta o diagrama de Bode considerando o controlador polinomial de ordem 10.

#### 4.4 Considerações Finais

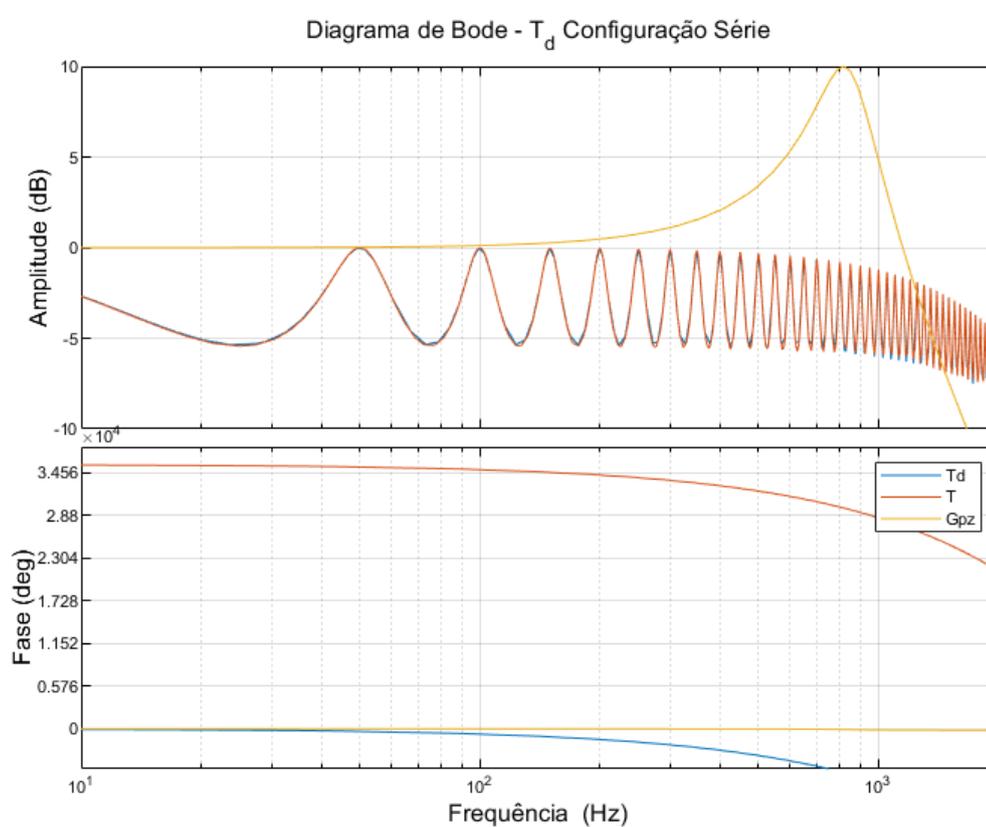
A partir dos resultados obtidos ao longo dos estudos realizados nesse capítulo, é possível concluir alguns pontos referentes a aplicação do método VRFT na configuração *plug-in* do controlador repetitivo.

**Figura 22** – Diagrama de Bode - Caso Polinomial.

Fonte - Autor

- Os sinais de excitação apresentaram resultados semelhantes à configuração série, sendo interessante utilizar sinais com um espectro frequencial mais amplo.
- O modelo de referência por inversão da planta da configuração série, dado por (39), também funciona para a configuração *plug-in*. Isso demonstra que o importante na escolha do modelo de referência é a garantia do ganho unitário nas frequências de interesse.
- A aproximação da  $T_0(z)$  por um modelo de segunda ordem, aplicada na equação (61), também se qualifica como um modelo de referência adequado, com o foco na escolha do tempo de acomodação.
- O controlador polinomial de ordem maior é capaz de compensar a ausência da polo, apesar do aumento da complexidade computacional.

**Figura 23** – Diagrama de Bode -  $T_d(z)$  configuração série.



## 5 Estudo de Caso: Controle de UPS

Para validar os métodos desenvolvidos nos últimos dois capítulos, um estudo de caso baseado em uma UPS comercial, fabricada pela empresa *Schneider Electric*, é realizado em um ambiente de simulação composto pelos *softwares* Matlab e PSIM. Esse estudo de caso considera a mesma UPS e parâmetros utilizados por (Beal 2021), permitindo a comparação dos resultados obtidos.

A UPS considerada é de 3,5 kVA de potência aparente nominal e fator de potência de 0,7. A Tabela 12 mostra os valores dos componentes elétricos do estágio de saída dessa UPS, bem como as cargas lineares e não-lineares que são utilizadas nos ensaios da norma (ISO/IEC 62040-3 2011).

Para a simulação, os circuitos e cargas da UPS são reproduzidos no *software* PSIM. O sinal utilizado para comparação no PWM de acionamento é uma onda triangular com 260 V de amplitude e 21,6 kHz de frequência de chaveamento.

**Tabela 12** – Componentes elétricos do estágio de saída da UPS e cargas de saída.

Descrição	Símbolo	Valor
Tensão elétrica no barramento DC	$V_{DC}$	520 V
Capacitâncias do barramento DC	$C_1, C_2$	6600 $\mu\text{F}$
Indutância do filtro de saída	$L_f$	1 mH
Resistência interna do indutor do filtro de saída	$R_{L_f}$	15 m $\Omega$
Capacitância do filtro de saída	$C_f$	300 $\mu\text{F}$
Resistência para 20% da carga linear	$R_{l1}$	33 $\Omega$
Resistência para 80% da carga linear	$R_{l2}$	8,2 $\Omega$
Resistência de entrada para 25% da carga não linear	$R_{s1}$	390 m $\Omega$
Resistência de entrada para 75% da carga não linear	$R_{s2}$	390 m $\Omega$
Capacitância do filtro RC para 25% da carga não linear	$C_{nl1}$	3300 $\mu\text{F}$
Capacitância do filtro RC para 75% da carga não linear	$C_{nl2}$	9900 $\mu\text{F}$
Resistência do filtro RC para 25% da carga não linear	$R_{nl1}$	38,3 m $\Omega$
Resistência do filtro RC para 75% da carga não linear	$R_{nl1}$	16 m $\Omega$

Fonte - Adaptado de (Beal 2021)

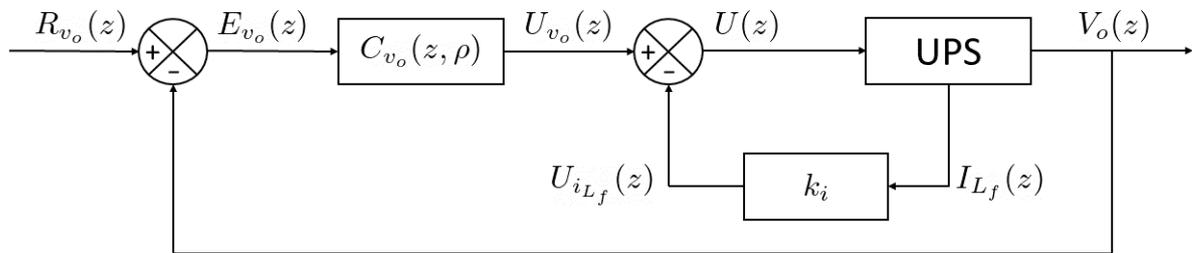
### 5.1 Ambiente de Simulação

O ambiente de simulação é portanto dividido em Matlab, com uso de sua ferramenta Simulink, e em PSIM. No Matlab é realizada a definição do sinal de referência e da

configuração de controle, o cálculo dos parâmetros do controlador pelo método VRFT, e a simulação do sinal de controle através do sinal de referência e dos sinais de  $v_o(t)$  e  $i_L(t)$  que são recebidos do PSIM. Também é definido o período de amostragem, de 23,148 milissegundos, que é o dobro da frequência de chaveamento da UPS.

No PSIM é realizada a simulação do estágio de saída da UPS, recebendo como entrada o sinal de controle do Matlab e são coletados os dados de tensão de saída  $V_o$  e a corrente no indutor  $i_{L_f}(t)$ . Definem-se ainda os parâmetros: frequência da senoide de 60 Hz, tensão do barramento DC de 520 V, tensão de pico do sinal PWM triangular de 260 V, os valores dos componentes elétricos segundo a Tabela 12 e o passo de simulação no PSIM de 0,23148 milissegundos, 100 vezes menor que o período de amostragem do Matlab. O controle da UPS é realizado através de um esquema de controle em cascata, conforme ilustrado na Figura 24 (Beal 2021). Nesse caso, o sinal de entrada da planta é composto por uma realimentação de corrente com um controlador proporcional de ganho  $k_i$  e pela saída de um controlador responsável por regular a tensão de saída da UPS. O objetivo é projetar o controlador  $C_{v_o}(z, \rho)$  seguindo a metodologia apresentada nos capítulos anteriores.

**Figura 24** – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de saída da UPS.



Fonte - Adaptado de (Beal 2021)

## 5.2 Ensaios Realizados

Para o estudo de caso são realizados dois conjuntos de simulações: o ensaio de coleta de dados para aplicação do método VRFT e o ensaio para verificar o desempenho do sistema e conformidade com a norma (ISO/IEC 62040-3 2011).

O ensaio de coleta de dados é realizado com o sistema em malha aberta do ponto de vista da regulação de tensão, ou seja, mantendo o laço interno para um dado valor de  $k_i$  e medindo os sinais  $U_{v_o}(z)$  e  $V_o(z)$ . Para a configuração *plug-in* existe também o controlador estabilizante  $G_c(z)$  após  $C_{v_o}(z, \rho)$ , que é um controlador proporcional com ganho  $k_c$ . O ensaio tem duração de 1 segundo e consiste na aplicação do sinal de excitação, múltiplas senoides, com a UPS operando com 100% de carga linear. Após ensaio de coleta de dados é efetuado o cálculo dos parâmetros ótimos do controlador pelo método VRFT, seguindo a metodologia apresentada nos capítulos 3 e 4.

O ensaio para validação das normas de desempenho é realizado com o sistema em malha fechada, introduzindo o controlador definido pelo método VRFT, em configuração série ou *plug-in*, mantendo também o laço de controle interno com o controlador de corrente. Para o caso *plug-in*, o controlador  $C_{v_o}(z, \rho)$  pode ser decomposto no controlador repetitivo e no controlador estabilizante  $G_c(z)$ . O ensaio tem duração de 1 segundo e utiliza uma senoide de 60 Hz e amplitude de 180 V como sinal de referência. Para este ensaio são realizadas duas simulações em paralelo, uma com a UPS a vazio e outra com carga, nas quais são coletados os dados de tensão de saída, corrente de saída, corrente no indutor, e as medidas de distorção harmônica total (THD) e individual (IHD).

Na simulação a vazio, a UPS não tem carga acoplada, sendo realizada a medida de regime permanente nos intervalos de 0,2 segundos à 1 segundo. Na simulação com carga, a carga começa com um valor de 20% para o caso linear e 25% para o caso não linear e aos 0,3375 segundos, no pico da senoide, é realizado o aumento da carga para 100% da potência nominal, e aos 0,6708 segundos, no pico da senoide, é realizada a redução da carga, voltando ao valor inicial. As medidas em regime permanente são realizadas nos intervalos de tempo de 0,2s à 0,3375 segundos, 0,5375 segundos à 0,6708 segundos e 0,8708 segundos à 1 segundo. A medida da resposta transitória de adição de carga é realizada no intervalo de tempo de 0,3375 segundos à 0,5375 segundos e a de subtração de carga é realizada no período de 0,6708 segundos à 0,8708 segundos.

As distorções harmônicas em regime permanente são comparadas com os valores da Tabela 1 e o comportamento da UPS nos transitórios de adição/subtração de carga é comparado com perfil da Figura 5.

### 5.3 Ajuste de Parâmetros

Durante a realização do estudo de caso foram testados vários casos para os parâmetros do sistema. A seguir são apresentas os parâmetros mais importantes e os valores considerados nos ensaios finais, que foram definidos a partir do valor do critério de desempenho obtido em cada caso, das distorções harmônicas resultantes e do comportamento no perfil transitório.

Sobre o sinal de excitação, foram novamente testados os sinais considerados na Seção 3.2, mas considerando 60 Hz como a frequência fundamental. Ao fim, o sinal escolhido por apresentar resultados mais consistentes foi o de múltiplas senoides, dado pela soma de senoides de 60 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz e 300 Hz, todas com amplitude de 30 V.

Para o ganho  $k_i$  do controlador de corrente, foram testados valores na faixa de 0,5 à 10, definindo-se 1,2 como valor ótimo, por apresentar melhor critério de desempenho e perfil transitório.

Sobre o ganho  $k_c$  do controlador proporcional  $G_c(z)$  na configuração *plug-in*, foram testados valores entre 0,005 e 10, sendo estável entre 0,8 e 3 e definindo-se 1 como valor ótimo. Apesar de valores levemente maiores melhorarem o critério de desempenho, esses valores pioram o perfil transitório.

Referente ao ganho  $k_r$  que aparece no modelo de referência utilizado para os controladores, foram testados valores na faixa de 0,3 à 1,1, definindo-se 0,9 como seu valor final, por apresentar melhor critério de desempenho e perfil transitório.

Finalmente, foram testados os valores do tempo de acomodação  $t_s$  da  $T_0(z)$  de segunda ordem para o controlador *plug-in*, entre 8,333 milissegundos e 166,7 milissegundos. Apesar de valores maiores de  $t_s$  terem apresentados bons resultados nas simulações, no estudo de caso valores maiores causam instabilidade na UPS a vazio, sendo considerado 16,667 milissegundos como o valor ótimo.

## 5.4 Resultados

A seguir são apresentados os resultados obtidos para a configuração série e configuração *plug-in*, focando nas normas de desempenho da UPS: distorções harmônicas em regime permanente e o perfil transitório após degrau carga, sendo considerado carga linear e carga não linear. Os valores dos parâmetros dos controladores de cada configuração são apresentados no Apêndice A.

### 5.4.1 Configuração Série

Para a configuração série foi utilizado como  $T_d(z)$  o modelo de referência por inversão da planta, dado pela equação (39), com  $\sigma = 1$ ,  $k_r = 0,9$ ,  $N = 720$  e  $H(z)$  da equação (42); o controlador utilizado é o controlador polinomial, dado pela equação (50); o ganho do controlador de corrente do laço interno é  $k_i = 1,2$  e o sinal de excitação é o de múltiplas senoides. No estudo de caso, o filtro  $L(z)$  não apresentou uma melhora nos resultados e portanto não foi utilizado.

A Tabela 13 apresenta o desempenho para carga linear em regime permanente, em termos das distorções harmônicas, THD e IHDs. A regulação de tensão é obtida com valores mínimos de distorção harmônica. Isso é esperado uma vez que a carga linear gera uma corrente de saída puramente senoidal.

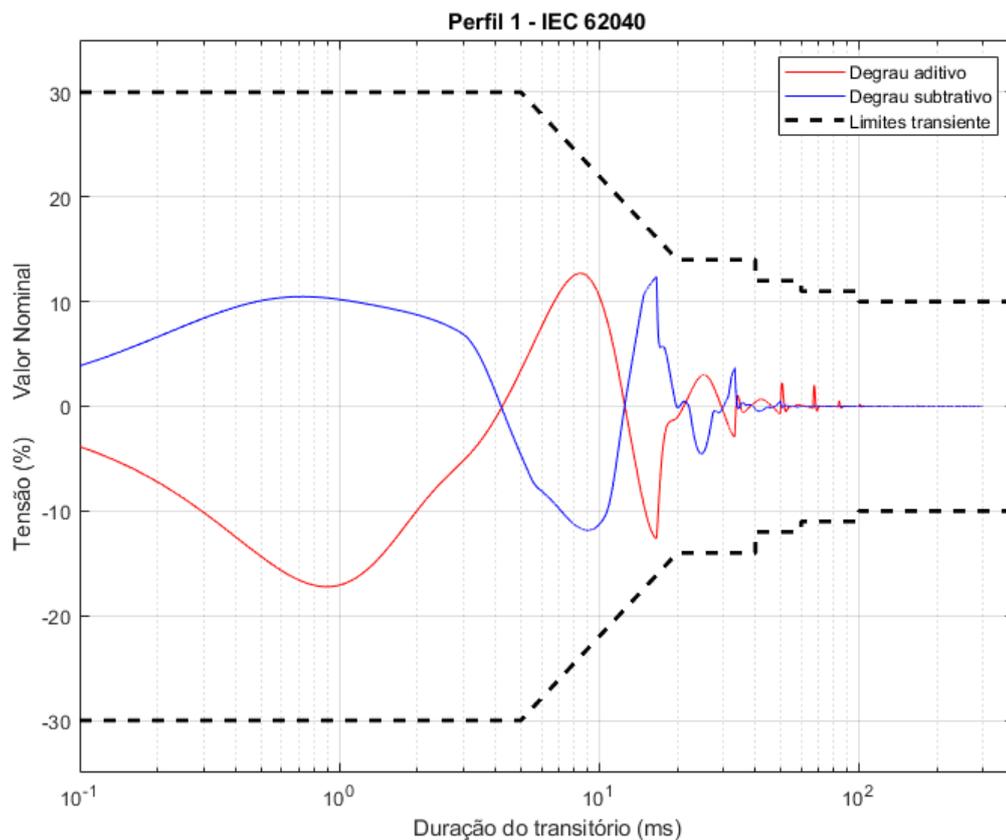
A Figura 25 apresenta o desempenho transitório nos degraus de adição e subtração de carga linear, comparados ao perfil de carga crítica estabelecido pela (ISO/IEC 62040-3 2011). Observa-se que a conformidade é atingida para ambos os casos, respeitando perfeitamente a norma.

A Tabela 26 apresenta o desempenho para carga não linear em regime permanente.

**Tabela 13** – Série - Distorção Harmônica - Carga Linear

	Admissível	Vazio	20% Carga	100% Carga
Tensão Eficaz [ $V_{RMS}$ ]	127±10%	127,00	127,00	127,00
THD [%]	<8	0,037	0,035	0,034
IHD <sub>2</sub> [%]	<2	0,002	<0,001	<0,001
IHD <sub>3</sub> [%]	<5	0,003	<0,001	<0,001
IHD <sub>4</sub> [%]	<1	0,003	<0,001	<0,001
IHD <sub>5</sub> [%]	<6	0,003	<0,001	<0,001
IHD <sub>6</sub> [%]	<0,5	0,002	<0,001	<0,001
IHD <sub>7</sub> [%]	<5	0,002	<0,001	<0,001
IHD <sub>8</sub> [%]	<0,5	0,001	<0,001	<0,001
IHD <sub>9</sub> [%]	<1,5	0,001	<0,001	<0,001

Fonte - Autor

**Figura 25** – Perfil Transitório de Tensão - Carga Linear.

Fonte - Autor

Nesse caso nota-se valores não-nulos de distorção harmônica, mas que se mantêm abaixo do limite admissível; também é perceptível um pequeno erro na a regulação de tensão para o caso com 100% de carga.

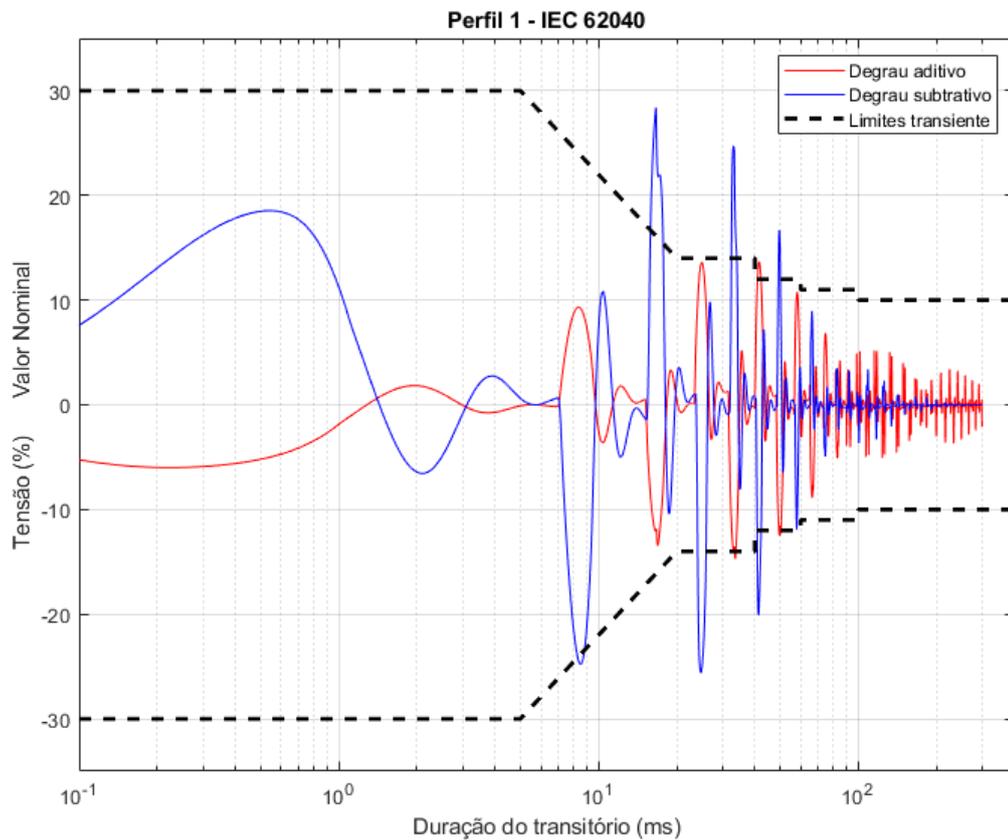
**Tabela 14** – Série - Distorção Harmônica - Carga Não Linear

	Admissível	Vazio	25% Carga	100% Carga
Tensão Eficaz [ $V_{RMS}$ ]	127±10%	127,00	127,00	126,10
THD [%]	<8	0,037	0,066	1,171
IHD <sub>2</sub> [%]	<2	0,002	0,005	0,044
IHD <sub>3</sub> [%]	<5	0,003	0,022	0,815
IHD <sub>4</sub> [%]	<1	0,003	0,007	0,044
IHD <sub>5</sub> [%]	<6	0,003	0,027	0,700
IHD <sub>6</sub> [%]	<0,5	0,002	0,008	0,059
IHD <sub>7</sub> [%]	<5	0,002	0,020	0,318
IHD <sub>8</sub> [%]	<0,5	0,001	0,007	0,056
IHD <sub>9</sub> [%]	<1,5	0,001	0,013	0,189

Fonte - Autor

A Figura 26 apresenta o perfil transitório para carga não linear em relação ao limites da norma. Nesse caso nota-se que o degrau aditivo se mantêm nos limites admissíveis, mas o degrau subtrativo os viola em alguns pontos, não sendo ideal para cargas críticas.

**Figura 26** – Perfil Transitório de Tensão - Carga Não Linear.



Fonte - Autor

### 5.4.2 Configuração *Plug-in*

Para a configuração *plug-in* foi utilizado como modelo de referência (61), foram utilizados os mesmos valores de  $\sigma$ ,  $k_r$ ,  $N$  e  $H(z)$  do caso série e uma  $T_0(z)$  de segunda ordem dada por (79), com  $M_p = 5\%$ ,  $t_s = 16,67$  ms,  $k_0 = 0,5$  e  $\zeta = -1$ ; o controlador utilizado é o controlador polinomial, dado pela equação (50); o ganho do controlador de corrente do laço interno é  $k_i = 1,2$ , o ganho do controlador estabilizante  $G_c(z)$  é  $k_c = 1,0$  e o sinal de excitação é o de múltiplas senoides.

A Tabela 15 apresenta o desempenho em regime permanente para carga linear. Os resultados obtidos são levemente piores que a configuração série, mas os valores obtidos são significativamente menores do que os limites admissíveis.

**Tabela 15** – *Plug-in* - Distorção Harmônica - Carga Linear

	Admissível	Vazio	20% Carga	100% Carga
Tensão Eficaz [ $V_{RMS}$ ]	127±10%	127,00	127,00	127,00
THD [%]	<8	0,037	0,035	0,040
IHD <sub>2</sub> [%]	<2	0,002	<0,001	0,001
IHD <sub>3</sub> [%]	<5	0,002	<0,001	0,001
IHD <sub>4</sub> [%]	<1	0,002	<0,001	0,001
IHD <sub>5</sub> [%]	<6	0,003	<0,001	0,001
IHD <sub>6</sub> [%]	<0,5	0,004	0,001	0,003
IHD <sub>7</sub> [%]	<5	0,005	0,002	0,013
IHD <sub>8</sub> [%]	<0,5	0,005	0,004	0,015
IHD <sub>9</sub> [%]	<1,5	0,003	0,002	0,006

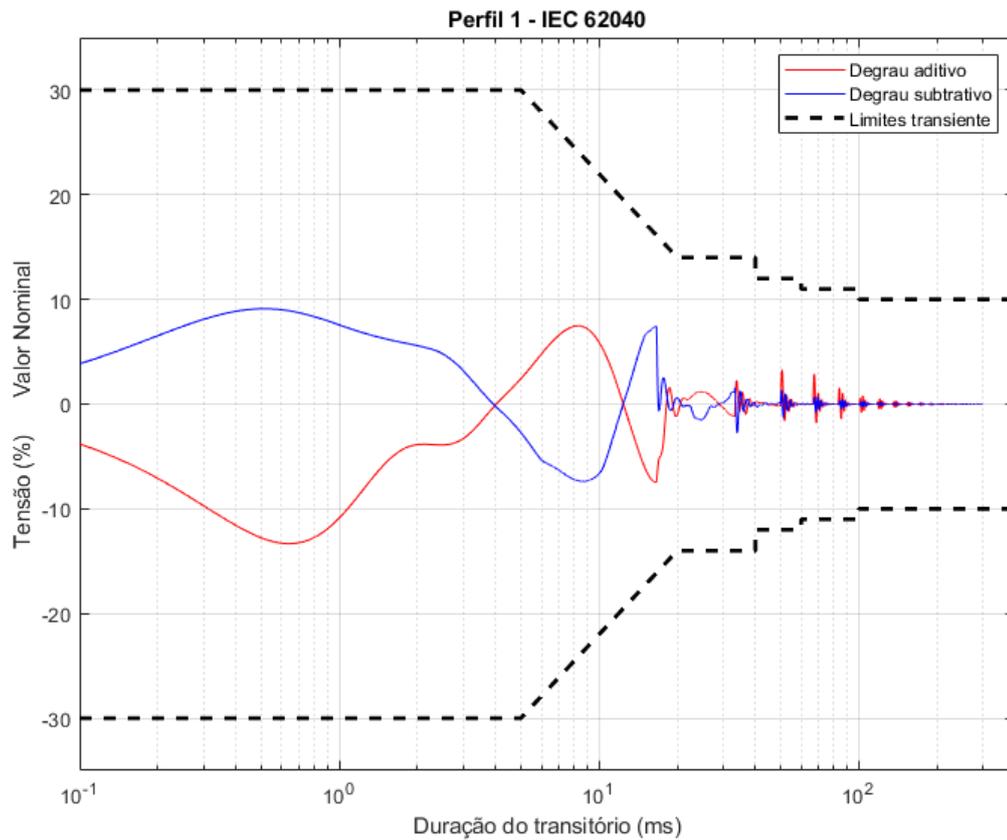
Fonte - Autor

A Figura 27 apresenta o desempenho transitório para carga linear, comparado ao perfil da norma. Nota-se que para ambos os casos, aditivo e subtrativo, a resposta transitória respeita a norma estabelecida.

A Tabela 16 apresenta os valores de distorção harmônica em regime permanente para carga não linear. A configuração *plug-in* exibe uma THD menor do que o obtido no caso série, apresentando também um erro na regulação de tensão melhor para o caso de 100% de carga.

A Figura 28 apresenta o perfil transitório para carga não linear. Novamente a configuração *plug-in* demonstra resultados melhores do que a configuração série, com o degrau aditivo perfeitamente dentro da faixa de valores admissíveis, e com o degrau subtrativo nos limites dos valores admissíveis, mas perceptivelmente melhor do que o caso série.

Para finalizar, comparando com os resultados obtidos por (Beal 2021), que utiliza o

**Figura 27** – Perfil Transitório de Tensão - Carga Linear.

Fonte - Autor

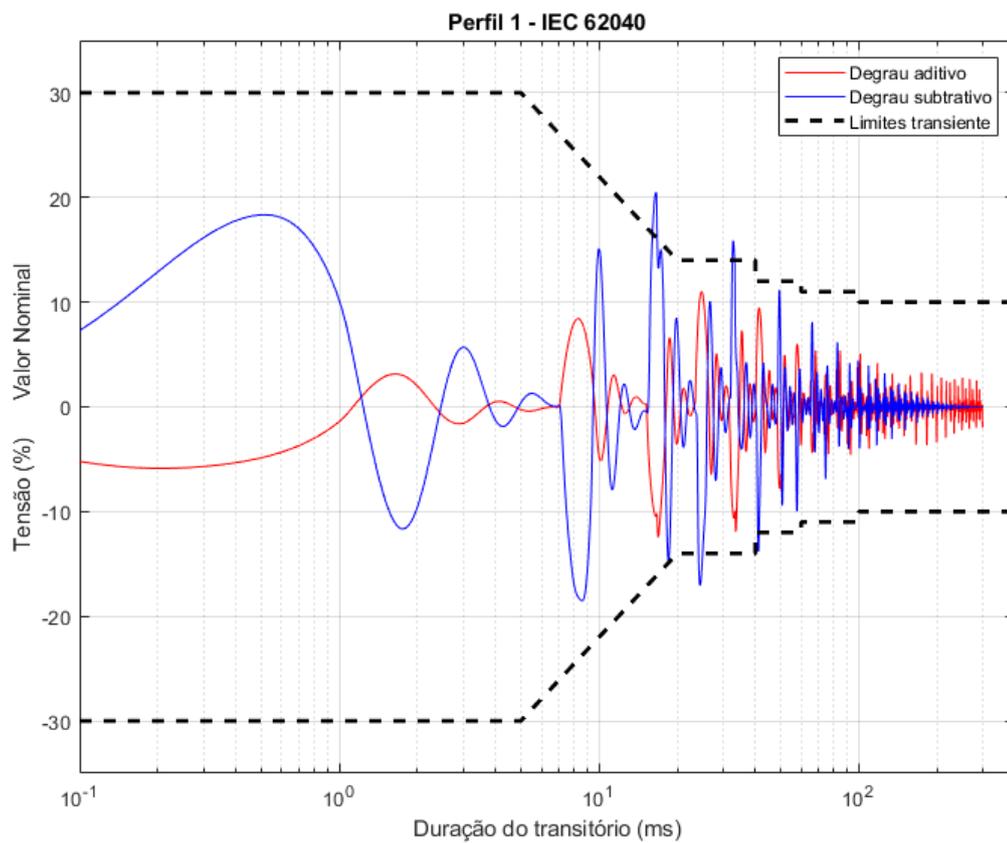
método VRFT para sintonia de um controlador ressonante para a mesma UPS considerada no estudo de caso, pode-se observar algumas diferenças significativas. Do ponto de vista de regime permanente, as duas configurações do controlador repetitivo apresentam valores de THD menores do que o controlador ressonante. Do ponto de vista de IHDs, o controlador repetitivo consegue um nível significativamente abaixo do limite da norma para todas as harmônicas relevantes, enquanto o controlador ressonante consegue IHDs aproximadamente nulas apenas nas frequências consideradas no controlador. Pelo efeito do colchão d'água (Astrom e Murray 2008), observa-se um aumento da IHD das harmônicas não compensadas. No melhor caso de (Beal 2021), com um controlador ressonante compensando até a sétima harmônica, o limite da norma IEC 62040-3 é violado para harmônica de ordem 9. Por outro lado, o controlador ressonante satisfaz o perfil de resposta transitória da norma em todos os casos, enquanto o controlador repetitivo atende somente para degraus aditivos. Uma explicação para isso pode estar na sintonia do ganho de corrente  $k_i$ , que em Beal também é projetado pelo método VRFT.

**Tabela 16** – *Plug-in* - Distorção Harmônica - Carga Não Linear

	Admissível	Vazio	25% Carga	100% Carga
Tensão Eficaz [ $V_{RMS}$ ]	$127 \pm 10\%$	127,00	127,00	126,70
THD [%]	<8	0,037	0,122	1,166
IHD <sub>2</sub> [%]	<2	0,002	0,006	0,029
IHD <sub>3</sub> [%]	<5	0,002	0,018	0,367
IHD <sub>4</sub> [%]	<1	0,002	0,013	0,066
IHD <sub>5</sub> [%]	<6	0,003	0,052	0,683
IHD <sub>6</sub> [%]	<0,5	0,004	0,034	0,199
IHD <sub>7</sub> [%]	<5	0,005	0,065	0,671
IHD <sub>8</sub> [%]	<0,5	0,005	0,022	0,164
IHD <sub>9</sub> [%]	<1,5	0,003	0,027	0,343

Fonte - Autor

**Figura 28** – Perfil Transitório de Tensão - Carga Não Linear.



Fonte - Autor

## 6 Conclusão

Este trabalho se propôs a desenvolver uma metodologia sistemática para sintonia de controladores repetitivos através do uso do método VRFT, com a parametrização linear de diferentes configurações do controlador repetitivo, definição de diretrizes para a escolha de um modelo de referência e do processo de coleta de dados da planta, também realizando a validação dos resultados através de um estudo de caso de uma UPS. Ao longo do trabalho foram apresentadas definições do método VRFT, do controlador repetitivo e suas configurações série e *plug-in*, dos diferentes modelos de referências e de vários controladores consideradas.

A configuração série teve sua parametrização linear definida, permitindo aplicação do método VRFT sem demais alterações. Através das simulações realizadas foi possível definir que o cálculo do parâmetro ótimo deve ser realizado utilizando o método sem inversão do modelo de referência  $T_d(z)$ , visto que essa inversão causa problemas numéricos. O sinal de excitação teve pouca influência no controlador projetado, sendo interessante utilizar um sinal com maior espectro frequencial para controladores com mais graus de liberdade. O modelo de referência por inversão da planta se mostrou como melhor escolha para o modelo de referência, mesmo para um controlador que não realiza o cancelamento da planta perfeitamente; já os resultados obtidos utilizando o modelo de referência proposto por (Beal 2021) demonstraram que um modelo de referência que não incluía o gerador de sinais na sua formulação não é adequado para aplicação do método. Os controladores racional e polinomial obtiveram bons resultados, sendo ambas opções válidas para casos em que o polo da planta é conhecido ou não.

A configuração *plug-in* teve sua parametrização linear definida, sendo necessária uma alteração no método VRFT para sua aplicação. Os sinais de excitação apresentaram resultados semelhantes a configuração série, sendo interessante utilizar sinais com um espectro frequencial mais amplo. O modelo de referência por inversão da planta, que é formulada na configuração série, também se mostrou adequado à configuração *plug-in*, demonstrando que o importante na escolha do modelo de referência é a garantia dos ganhos unitários nas frequências de interesse; uma aproximação da  $T_0(z)$  por um modelo de segunda ordem para definição do modelo de referência por inversão da  $T_0(z)$  também se mostrou adequado para aplicação do método. O aumento da ordem dos controladores apresentou melhores resultados e o uso de um controlador polinomial de maior ordem se mostrou capaz de compensar a ausência do polo, apesar da maior complexidade computacional.

Por fim, o estudo de caso realizado possibilitou a validação do método desenvolvido, sendo obtidos sistemas com baixas distorções harmônicas com a utilização das configurações

série e *plug-in* para controle da UPS. A configuração série atendeu as normas de distorções harmônicas para os casos de carga linear e não linear e atendeu o perfil transitório para a carga linear, mas teve picos de tensão que ultrapassaram os limites transitórios para carga não-linear; já a configuração *plug-in* atendeu as normas de distorções harmônicas para ambas cargas, o perfil transitório para carga linear e ficou no limite dos valores admissíveis para carga não linear. Foi possível ainda comparar os resultados obtidos com os resultados descritos por (Beal 2021), de forma que o controlador repetitivo apresentou melhores valores de distorção harmônica, enquanto que o controlador ressonante apresentou um melhor desempenho transitório.

Em conclusão, o estudo desenvolvido foi capaz de atender seus objetivos estipulados, definindo a metodologia para sintonia de controladores repetitivos através do método VRFT, validando o desempenho do método sobre diferentes condições, considerando várias configurações do controlador repetitivo, sinais de excitação, modelos de referência, topologia de controladores. É importante destacar o caráter inovador desse trabalho, sendo, no conhecimento do autor, a primeira vez que o método VRFT é aplicado na sintonia de controladores repetitivos. Isso permite ampliar o conjunto de aplicações do método VRFT, principalmente no campo de Eletrônica de Potência.

A partir dos resultados desenvolvidos nesse trabalho são propostos alguns trabalhos futuros: realização prática do estudo de caso considerado com a UPS disponível no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul; aplicação do método VRFT em malhas em cascata, realizando a sintonia do controlador repetitivo em conjunto com o controlador de corrente do laço interno; proposição de novas estruturas para o controlador estabilizante e para  $T_d(z)$  que não sejam baseadas no cancelamento da planta; e aplicação do método VRFT flexível para lidar com plantas que contenham zeros de fase não mínima.

# Referências

- ASTOLFI, D.; MARX, S.; van de Wouw, N. Repetitive control design based on forwarding for nonlinear minimum-phase systems. *Automatica*, v. 129, p. 109671, 2021. ISSN 0005-1098. Citado na página 11.
- ASTROM, K. J.; MURRAY, R. M. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. 1. ed. [S.l.]: Princeton University Press, 2008. Citado na página 59.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. *Data-driven Controller Design - The  $H_2$  Approach*. [S.l.]: Springer, 2012. Citado 4 vezes nas páginas 11, 15, 18 e 19.
- BEAL, G. d. P. Projeto de controlador proporcional-múltiplo-ressonante sintonizado por vrft para rejeição de harmônicas em fonte de alimentação ininterrupta. *UFRGS*, 2021. Citado 12 vezes nas páginas 9, 12, 22, 27, 32, 39, 52, 53, 58, 59, 61 e 62.
- 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. Citado na página 12.
- ESCOBAR, G. *et al.* Filters with linear-phase properties for repetitive feedback. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 1, p. 405–413, 2014. Citado na página 18.
- FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976. ISSN 0005-1098. Citado na página 16.
- HARA, S. *et al.* Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 33, n. 7, p. 659–668, 1988. Citado na página 11.
- ISO/IEC 62040-3. *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*. 2011. Citado 6 vezes nas páginas 11, 22, 23, 52, 53 e 55.
- JIA, C.; LONGMAN, R. W. An adaptive smooth second-order sliding mode repetitive control method with application to a fast periodic stamping system. *Systems Control Letters*, v. 151, p. 104912, 2021. ISSN 0167-6911. Citado na página 11.
- JR, O. da S. B.; PEREIRA, L. F. A.; FLORES, J. V. A systematic method for repetitive controller design based on the process frequency response. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 33, n. 5, p. 1364–1374, Oct 2022. ISSN 2195-3899. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s40313-021-00873-z>>. Citado na página 11.
- LING, J. *et al.* Damping controller design for nanopositioners: A hybrid reference model matching and virtual reference feedback tuning approach. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, v. 19, p. 13–22, 01 2018. Citado na página 12.
- LIU, Y. *et al.* Fault-tolerant individual pitch control of floating offshore wind turbines via subspace predictive repetitive control. *Wind Energy*, v. 24, 09 2021. Citado na página 12.

- NAVALKAR, S. *et al.* Subspace predictive repetitive control to mitigate periodic loads on large scale wind turbines. *Mechatronics*, v. 24, n. 8, p. 916–925, 2014. ISSN 0957-4158. Citado na página 12.
- NETO, R. C.; NEVES, F. A. S.; SOUZA, H. E. P. de. Complex  $nk+m$  repetitive controller applied to space vectors: Advantages and stability analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 3, p. 3573–3590, 2021. Citado na página 11.
- PEREIRA, L. F. A. *et al.* Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies—a systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 3, p. 1528–1538, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 21.
- RAMOS, G. A.; COSTA-CASTELLÓ, R. Comparison of different repetitive control architectures: Synthesis and comparison. application to vsi converters. *Electronics*, v. 7, n. 12, 2018. ISSN 2079-9292. Citado 8 vezes nas páginas 17, 24, 25, 26, 37, 38, 39 e 40.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. 3. ed. [S.l.]: Elsevier, 2011. Citado na página 21.
- REMES, C. *et al.* Virtual reference feedback tuning applied to cascade control. *IET Control Theory Applications*, v. 14, 12 2020. Citado na página 12.
- ROMAN, R.-C. *et al.* Second order active disturbance rejection control – virtual reference feedback tuning for twin rotor aerodynamic systems. In: *2020 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1693–1698. Citado na página 12.
- SAEKI, M. Data-driven tuning of model-reference controllers for stable mimo plants. *Automatica*, v. 131, p. 109786, 2021. ISSN 0005-1098. Citado na página 12.
- ZHOU, K. *et al.* Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 193–201, 2006. Citado na página 11.

# APÊNDICE A – Valores dos Parâmetros do Controlador no Estudo de Caso

## A.1 Configuração Série

Para a configuração série do controlador repetitivo aplicado no estudo de caso da UPS, os parâmetros do controlador são

$$\rho = \begin{bmatrix} 500,8 \\ -978,9 \\ 479,2 \end{bmatrix} \quad (80)$$

Resultando no controlador polinomial de segunda ordem  $G_c(z)$  dado por

$$G_c(z) = 500,8z^2 - 978,9z + 479,2 \quad (81)$$

## A.2 Configuração *Plug-in*

Para a configuração *plug-in* do controlador repetitivo aplicado no estudo de caso da UPS, os parâmetros do controlador são

$$\rho = \begin{bmatrix} 747,4 \\ -1475,3 \\ 730,0 \end{bmatrix} \quad (82)$$

Resultando no controlador polinomial de segunda ordem  $G_x(z)$  dado por

$$G_x(z) = 747,4z^2 - 1475,3z + 730 \quad (83)$$