

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

**GUILHERME DE PAOLI BEAL**

**PROJETO DE CONTROLADOR  
PROPORCIONAL-MÚLTIPLO-  
RESONANTE SINTONIZADO POR  
VRFT PARA REJEIÇÃO DE  
HARMÔNICAS EM FONTE DE  
ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA**

Porto Alegre  
2021

**GUILHERME DE PAOLI BEAL**

**PROJETO DE CONTROLADOR  
PROPORCIONAL-MÚLTIPLO-  
RESSONANTE SINTONIZADO POR  
VRFT PARA REJEIÇÃO DE  
HARMÔNICAS EM FONTE DE  
ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) apresentado à Comissão de Graduação em Engenharia de Controle e Automação (COMGRAD-CCA) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de *Bacharel em Engenharia de Controle e Automação*.

Orientadora: Profa. Dra. Lucíola Campestrini

Coorientador: Dr. Charles Lorenzini

Porto Alegre  
2021

**GUILHERME DE PAOLI BEAL**

**PROJETO DE CONTROLADOR  
PROPORCIONAL-MÚLTIPLO-  
RESSONANTE SINTONIZADO POR  
VRFT PARA REJEIÇÃO DE  
HARMÔNICAS EM FONTE DE  
ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA**

Este Trabalho foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina *Trabalho de Conclusão de Curso – CCA* do curso *Engenharia de Controle e Automação* e aprovado em sua forma final pela Orientadora e pela Banca Examinadora.

Orientação:

Profa. Dra. Lucíola Campestrini, UFRGS  
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Dr. Charles Lorenzini, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, UFRGS  
Doutor por *The University of Newcastle* – Newcastle, Austrália

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Profa. Dra. Lucíola Campestrini, UFRGS  
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Coordenação da Comissão de Graduação em Engenharia de Controle e Automação:

Prof. Dr. Marcelo Götz  
Doutor por *Universität Paderborn* – Paderborn, Alemanha

Porto Alegre, maio de 2021

## DEDICATÓRIA

À minha vó Delmina — a Delma — e seu ânimo inspirador.

## AGRADECIMENTOS

Eu tenho muito a agradecer...

Ao pai Ademir e à mãe Silvana, pela confiança e pela provisão de todos os recursos. Obrigado!

À tia Rita e ao tio Deca, por oferecerem um porto seguro dentro de Porto Alegre. Obrigado!

Aos amigos Fábio, Milena e William, pela prazerosa e reconfortante companhia para estudos e descontrações. Obrigado!

Aos gêmeos, Vinícius e Leonardo, por estarem há tantos anos me acompanhando. Obrigado!

À querida Camila, pelas tantas emoções compartilhadas. Obrigado!

A tantos outros amigos, de perto e de longe, pela presença em bons e maus momentos. Obrigado!

Aos altruístas companheiros do Centro dos Estudantes de Engenharia de Controle e Automação (CEECA), por embarcarem em algumas das minhas ideias. Obrigado!

À amada e odiada Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), pelas tantas oportunidades. Obrigado!

A todos os professores, da pré-escola à graduação, por expandirem meus horizontes. Obrigado!

À orientadora Lucíola, por idealizar e supervisionar este trabalho. Obrigado!

Ao coorientador Charles, pelas sugestões no desenvolvimento e minuciosa revisão. Obrigado!

Aos profissionais de saúde e outros serviços essenciais, por protegerem nossas vidas em meio a uma pandemia. Obrigado!

Sem vocês eu não haveria realizado o que realizei. Muito obrigado!

## RESUMO

Este trabalho aplica uma topologia de controle em cascata para acionar o estágio de saída de uma fonte de alimentação ininterrupta. No laço externo, um controlador proporcional-múltiplo-ressonante atua sobre o erro de seguimento de referência. Internamente, a corrente no indutor do filtro de saída é realimentada por um controlador proporcional. Essa configuração possibilita o seguimento de uma referência senoidal de frequência pré-estabelecida, bem como a rejeição de perturbações em suas componentes harmônicas. A sintonia de ambos os controladores é realizada pelo método *virtual reference feedback tuning*, a partir de dados coletados de um único ensaio em malha aberta, sem que seja determinado um modelo para o processo. A dinâmica da fonte de alimentação ininterrupta é simulada pelo *software* PSIM, enquanto o sistema de controle é implementado através do Simulink/MATLAB. O desempenho do sistema em malha fechada é avaliado com base na norma ISO/IEC 62040-3:2011. Os resultados mostram que, até a 7<sup>a</sup> harmônica, os controladores efetivamente atuam na atenuação das distorções harmônicas nas frequências para as quais são projetados, além de fornecer seguimento à referência senoidal especificada. Para harmônicas de maior ordem, o sistema em malha fechada mostra-se instável nas condições examinadas.

**Palavras-chave:** Controlador Proporcional-Múltiplo-Ressonante, Controle Baseado em Dados, Controle em Cascata, Fonte de Alimentação Ininterrupta, Rejeição de Harmônicas, *Virtual Reference Feedback Tuning*.

## ABSTRACT

This project applies cascade control to drive the output stage of an uninterruptible power supply. On the external loop, a proportional multi-resonant controller feedbacks the reference error. Internally, a proportional controller takes the current through the output filter inductor. This topology is capable of following a sinusoidal reference of pre-established frequency, as well as attenuating harmonic disturbances. Both controllers are tuned by virtual reference feedback tuning, using data from a single open-loop experiment. No process model is required. The dynamics of the uninterruptible power supply are simulated using PSIM, whilst the control system is implemented through Simulink/MATLAB. The closed-loop performance is evaluated in conformance to the ISO/IEC 62040-3:2011 standard. Results show that, up to the 7th harmonic, the controllers effectively attenuate harmonic distortions in the frequencies for which they were designed, besides providing tracking of the specified sinusoidal reference. For higher order harmonics, the closed-loop system becomes unstable under the tested conditions.

**Keywords:** Cascade Control, Data-Driven Control, Harmonic Compensation, Proportional Multi-Resonant Controller, Uninterruptible Power Supply, Virtual Reference Feedback Tuning.

## LISTA DE FIGURAS

1	Diagrama de um sistema de controle SISO em malha fechada. . . . .	18
2	Diagrama de blocos de um sistema de controle SISO em malha fechada com realimentação unitária. . . . .	19
3	Diagrama de blocos de um sistema de controle virtual. . . . .	22
4	Diagrama de blocos de um sistema de controle SISO em cascata com controlador interno no laço de realimentação. . . . .	24
5	Diagrama estrutural de uma UPS <i>online</i> . . . . .	25
6	Circuito elétrico do estágio de saída da UPS. . . . .	26
7	Cargas para testes em UPS de potência nominal inferior a 4 kVA. . . . .	26
8	Tensão de saída admissível em regime transitório para cargas críticas sensíveis. . . . .	27
9	Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de saída da UPS. . . . .	31
10	Ensaio em malha aberta com 100% da carga linear e aplicação de PRBS com 30 V de amplitude e banda de 100 amostras. . . . .	33
11	Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre seu mapa de polos e zeros considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	37
12	Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre seu diagrama de Bode considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	37
13	Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre sua resposta a senoide considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	38
14	Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre o mapa de polos e zeros do controlador de tensão considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	38
15	Ensaio utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	40
16	Resposta em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	40
17	Desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	41
18	Desvio relativo de tensão após degrau de carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	41
19	Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando apenas a frequência fundamental. . . . .	45
20	Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> harmônica. . . . .	46
21	Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> e 5 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	46

22	Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	47
23	Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> , 7 <sup>a</sup> e 9 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	47
24	Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental. . . . .	49
25	Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> harmônica. . . . .	50
26	Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> e 5 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	51
27	Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> e 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	52
28	Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3 <sup>a</sup> e 5 <sup>a</sup> , 7 <sup>a</sup> e 9 <sup>a</sup> harmônicas. . . . .	53

## LISTA DE TABELAS

1	Máximas distorções harmônicas individuais admissíveis em UPS de baixa tensão.	27
2	Componentes elétricos do estágio de saída da UPS e das cargas. . . . .	30
3	Frequências de interesse. . . . .	32
4	Parâmetros dos controladores obtidos. . . . .	39
5	Avaliação do desempenho em regime permanente com 100% da carga não linear.	42

## LISTA DE ABREVIATURAS

AC	<i>Alternating Current</i> (Corrente Alternada)
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ARX	<i>Autoregressive with Extra Input</i> (Autorregressiva com Entrada Externa)
BIBO	<i>Bounded-Input, Bounded-Output</i> (Entrada Limitada, Saída Limitada)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Eletrotécnica Internacional)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IHD	<i>Individual Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Individual)
ISO	<i>International Organization for Standardization</i> (Organização Internacional para Padronização)
LASCAR	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
LC	Indutivo-Capacitivo
P	Proporcional
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PMI	Princípio do Modelo Interno
PMR	Proporcional-Múltiplo-Ressonante
PR	Proporcional-Ressonante
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence</i> (Sequência Binária Pseudoaleatória)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RC	Resistivo-Capacitivo
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz do Valor Quadrático Médio)
SISO	<i>Single-Input, Single-Output</i> (Única Entrada e Única Saída)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
UFRGS	Universidade Federal do Rio Grande do Sul
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de Alimentação Ininterrupta)
VRFT	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i> (Sintonia pela Referência Virtual Realimentada)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\mathbb{N}$	Conjunto dos números naturais
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais
$\mathbb{C}$	Conjunto dos números complexos
$\in$	Pertence
$\infty$	Infinito
$j$	Unidade imaginária
$\Sigma$	Somatório
$\Pi$	Produtório
$\sin(\cdot)$	Função seno
$\cos(\cdot)$	Função cosseno
$ \cdot $	Módulo de um número
$\angle$	Argumento de um número complexo
$\ \cdot\ _2$	Norma euclidiana
$[\cdot]^T$	Matriz transposta
$t$	Variável de tempo contínuo
$x(t)$	Sinal $x$ de tempo contínuo
$k$	Variável de tempo discreto
$x[k]$	Sinal $x$ de tempo discreto
$T_s$	Período de amostragem
$f$	Frequência no tempo contínuo
$\omega$	Frequência angular no tempo contínuo
$\Omega$	Frequência no tempo discreto
$z$	Variável complexa
$H(z)$	Função de transferência discreta de um sistema $H$
$h[k]$	Resposta ao impulso de um sistema $H$
$N_H(z)$	Numerador da função de transferência $H(z)$

$D_H(z)$	Denominador da função de transferência $H(z)$
$n_z$	Número de zeros de uma função de transferência
$n_p$	Número de polos de uma função de transferência
$z_i$	Zero de índice $i$ de uma função de transferência
$p_i$	Polo de índice $i$ de uma função de transferência
$\phi_u(z)$	Polinômio contendo apenas modos instáveis e marginalmente estáveis
$\phi_s(z)$	Polinômio contendo apenas modos estáveis
$r$	Sinal de referência
$u$	Sinal de controle/atuação
$y$	Sinal de saída
$e$	Sinal de erro
$q$	Sinal de perturbação na saída
$C(z)$	Função de transferência do controlador
$G(z)$	Função de transferência do processo
$T(z)$	Função de transferência do sistema em malha fechada
$S(z)$	Função de transferência da sensibilidade em malha fechada
$T_d(z)$	Função de transferência desejada para o sistema em malha fechada
$\bar{x}$	Sinal $x$ virtual
$\rho$	Vetor linha de parâmetros do controlador parametrizado
$\bar{C}(z)$	Vetor coluna de funções de transferência do controlador parametrizado
$J_{mr}$	Custo do modelo de referência
$W(z)$	Filtro ponderador do custo do modelo de referência
$J_{vr}$	Custo de referência virtual
$L(z)$	Filtro ponderador do custo de referência virtual
$S_i(z)$	Função de transferência da sensibilidade interna
$\varphi(z)$	Vetor de regressão
$V_{DC}$	Tensão elétrica no barramento DC
$C_i$	Capacitância genérica $i$
$S_i$	Transistor genérico $i$
$C_f$	Capacitância do filtro de saída
$L_f$	Indutância do filtro de saída
$R_{L_f}$	Resistência interna do indutor do filtro de saída
$i_{L_f}$	Corrente elétrica no indutor do filtro de saída
$v_o$	Tensão elétrica na saída

$Y_o$	Admitância da carga
$v_{tri}$	Tensão elétrica triangular para modulação
$R_{li}$	Resistência da carga linear $i$
$R_{si}$	Resistência de entrada da carga não linear $i$
$R_{nli}$	Resistência do filtro RC da carga não linear $i$
$C_{nli}$	Capacitância do filtro RC da carga não linear $i$
IHD $_i$	IHD sobre a harmônica de ordem $i$

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	15
<b>2</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA</b>	18
<b>2.1</b>	<b>Sistemas de Controle</b>	18
2.1.1	Estabilidade e Causalidade	19
2.1.2	Princípio do Modelo Interno	20
2.1.2.1	Controlador Proporcional-Ressonante	21
2.1.2.2	Controlador Proporcional-Múltiplo-Ressonante	21
2.1.3	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>	22
2.1.3.1	Sistemas em Cascata com Controlador Interno no Laço de Realimentação	23
<b>2.2</b>	<b>Fonte de Alimentação Ininterrupta</b>	25
2.2.1	Avaliação de Desempenho	26
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	29
<b>3.1</b>	<b>Ambiente de Simulação</b>	29
3.1.1	PSIM	29
3.1.2	Simulink	30
3.1.3	Cossimulação	30
<b>3.2</b>	<b>Estratégia de Controle</b>	31
<b>3.3</b>	<b>Sintonia do Controlador por VRFT</b>	32
3.3.1	Coleta de Dados	32
3.3.2	Modelo de Referência	33
3.3.3	Filtros	35
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	36
<b>4.1</b>	<b>Posicionamento dos Polos do Modelo de Referência</b>	36
<b>4.2</b>	<b>Controladores</b>	38
<b>4.3</b>	<b>Desempenho em Malha Fechada</b>	39
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	43
	<b>APÊNDICE A - PROJETO DOS CONTROLADORES</b>	45
	<b>APÊNDICE B - RESPOSTAS EM MALHA FECHADA COM CARGA NÃO LINEAR</b>	48
	<b>REFERÊNCIAS</b>	54

# 1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica consolidaram-se, desde o final do século XIX, a operar em corrente alternada — em inglês, *Alternating Current (AC)* — (ALEXANDER; SADIKU, 2013). Nesse modo, os sinais de tensão são caracterizados por ondas senoidais, descritas pelo valor eficaz e frequência nominais. Além desses valores, a qualidade da energia pode ser avaliada em termos da presença de distorções harmônicas, quedas e picos de tensão, comportamento transiente, entre outros aspectos (RASHID, 2011).

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) é responsável pela regulação do setor elétrico. Em todo o país, a frequência nominal da rede é de 60 Hz. Na distribuição, a tensão eficaz nominal varia de acordo com o tipo de instalação e local. Nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (ANEEL, 2018) são estabelecidos os critérios para avaliação da qualidade da energia elétrica. Por exemplo, em instalações domésticas de baixa tensão são aceitáveis variações de tensão eficaz em até 5% do seu valor nominal, enquanto a frequência pode flutuar em 0,1 Hz.

Ocorre que certos equipamentos podem ser sensíveis a essas e outras variações na alimentação. Neste contexto, a fonte de alimentação ininterrupta — *Uninterruptible Power Supply (UPS)* — é um sistema de potência capaz de fornecer alimentação elétrica ininterrupta, confiável e de alta qualidade, conectado entre a rede e os equipamentos. Além de eliminar perturbações providas da rede, a UPS é também capaz de substituí-la temporariamente em caso de interrupção do fornecimento. Aplicações típicas incluem instalações hospitalares, armazenamento de dados, equipamentos de emergência e sistemas de telecomunicação (RASHID, 2011).

Em uma UPS monofásica *online*, o estágio de saída é composto por um inversor em meia ponte e um filtro indutivo-capacitivo (LC). O objetivo deste sistema é alimentar uma carga com uma tensão senoidal de amplitude e frequências constantes. Para tanto, o inversor deve realizar a conversão de energia armazenada em corrente contínua — *Direct Current (DC)* — para AC.

O inversor é acionado por modulação por largura de pulso — *Pulse Width Modulation (PWM)*. Um sistema de controle é aplicado para proporcionar o acionamento adequado a cada instante. Este sistema deve, através do monitoramento da tensão fornecida à carga e comparação com um sinal de referência, atuar sobre o inversor a fim de minimizar o erro entre esses sinais. Deve, ainda, responder adequadamente a perturbações impostas por não linearidades da carga ou por sua variação ao longo do tempo. O desempenho do sistema de controle está diretamente relacionado ao desempenho da UPS como um todo, cujos critérios de avaliação são especificados pela norma ISO/IEC 62040-3 (2011).

Diversos trabalhos já trataram o problema do controle de UPSs, utilizando diferentes topologias e classes de controlador. Citam-se a seguir algumas dessas contribuições. Finn (1993) discute os benefícios da aplicação de um laço de controle interno, utilizando um

sinal de corrente, juntamente ao laço externo para seguimento de referências senoidais em inversores. Abdel-Rahim e Quaicoe (1996) propõem a utilização da corrente no capacitor do filtro LC para o laço interno no controle de UPSs. Ryan, Brumsickle e Lorenz (1997) apresentam topologias que aplicam a corrente no capacitor ou no indutor do filtro. Através desses trabalhos, verifica-se que o laço interno contribui para um melhor desempenho transitório.

Willmann et al. (2007) utilizam o controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) clássico no laço externo, atuando sobre o valor eficaz da tensão de saída. O sinal fornecido por este controlador é multiplicado pela própria referência senoidal, e somam-se a ele dois controladores Proporcionais (P), um empregando a tensão de saída e o outro a corrente no indutor.

Loh et al. (2003) estudam os efeitos da realimentação de corrente e sugerem utilizar um controlador Proporcional-Ressonante (PR), ajustado para a frequência de referência, no controle da tensão. Teodorescu et al. (2006) reforçam a proposta por controladores PRs. A fim de rejeitar perturbações harmônicas geradas por cargas não lineares, Pereira et al. (2014), Keiel (2017), Keiel et al. (2019), Bertoldi (2019) e Lorenzini (2019) implementam um controlador Proporcional-Múltiplo-Ressonante (PMR), focando nos múltiplos ímpares da frequência fundamental. Com esse mesmo objetivo, Escobar et al. (2007) aplicam um controlador repetitivo. Outros trabalhos avaliam a utilização de ambas as classes de controlador em separado (FLORES, 2012) ou em conjunto (LORENZINI, 2013, 2015). Destaca-se que, entre todos esses, Keiel (2017) e Keiel et al. (2019) são os únicos a considerar o projeto discreto direto.

Técnicas não lineares de controle foram também implementadas, incluindo modos deslizantes (UTKIN, 1993; JUNG; TZOU, 1996) e *deadbeat* (PARK et al., 2003). Há ainda trabalhos que realizam comparações entre diferentes estratégias (TIMBUS et al., 2009).

Na maioria dos trabalhos supracitados a sintonia dos controladores é realizada a partir de modelos analíticos para a UPS, como funções de transferência ou representações no espaço de estados. Existem, porém, técnicas de controle baseadas em dados que dispensam essa etapa do projeto. A sintonia pela referência virtual realimentada — *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) — é um método em que o controlador é obtido a partir de dados coletados em um único ensaio sobre o sistema a ser controlado (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2000).

Neste contexto, Schildt (2014) emprega uma estrutura com um controlador P na malha interna, utilizando a corrente do indutor e sintonizado empiricamente, e PR na malha de tensão, sintonizado por VRFT. Corleta (2015) e Corleta et al. (2016) utilizam a mesma estrutura de controle, desta vez sintonizando ambos os controladores por VRFT, sendo um primeiro ensaio para sintonia do controlador de corrente e um segundo experimento para o controlador de tensão. Remes et al. (2020) apresentam um método para sintonizar os dois controladores em uma estrutura em cascata genérica a partir de dados obtidos em um único ensaio. Tal metodologia é aplicada para desenvolver controladores para UPS, sendo PR na malha de tensão e P na de corrente, por Ramos (2020).

O presente trabalho estuda o controle do estágio de saída de uma UPS *online*. Aplica-se um controlador PMR na malha de tensão e um controlador P na malha de corrente. O controlador PMR é projetado para atuar nas frequências harmônicas ímpares da fundamental. Através dessa configuração, procura-se reduzir as perturbações impostas ao sistema por cargas não lineares, avaliadas pelas distorções harmônicas total e individuais na tensão de saída. O projeto é realizado considerando o tempo discreto.

Ambos os controladores são simultaneamente sintonizados através do método VRFT, utilizando dados de um único ensaio realizado sobre a UPS. A modelagem deste sistema é, portanto, dispensada. A formulação de um modelo de referência adequado mostra-se essencial nesta proposta, sendo a principal contribuição deste trabalho.

O comportamento dinâmico da UPS é simulado pelo *software* PSIM. O controlador é projetado através do *software* MATLAB, e implementado por sua extensão Simulink. A cossimulação de ambas as partes permite a implementação do sistema em malha fechada.

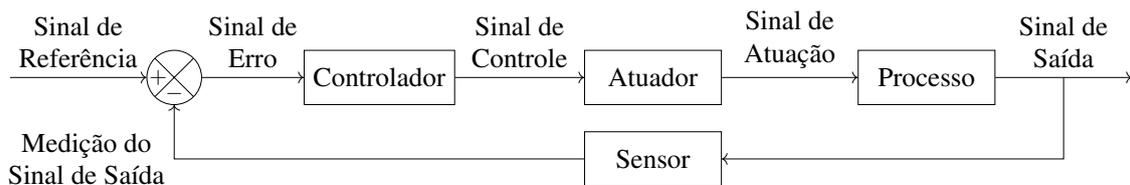
## 2 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo reúne conceitos importantes para o desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente é introduzida a teoria de sistemas de controle, seguido da exposição dos princípios utilizados no projeto. Após, apresenta-se uma fonte de alimentação ininterrupta, seus componentes de interesse, e os principais critérios de desempenho.

### 2.1 Sistemas de Controle

Um sistema de controle objetiva regular o comportamento de variáveis de saída de um processo através da atuação em variáveis de entrada. O controle em malha fechada é uma estratégia clássica, em que os sinais de saída são medidos e comparados a sinais de referência, procedimento este denominado realimentação. A partir do erro resultante, o controlador determina sinais de controle que, através de atuadores, influenciam o processo visando a aproximar o sinal de saída da referência. Esse procedimento, considerando um processo com uma única entrada e uma única saída — *Single Input, Single Output* (SISO) —, é ilustrado pela Figura 1.

**Figura 1:** Diagrama de um sistema de controle SISO em malha fechada.



Fonte: adaptado de (BAZANELLA; SILVA JR, 2005).

Cada um dos elementos do sistema de controle pode ser considerado um sistema individual. A dinâmica de cada um desses sistemas pode ser modelada por uma função de transferência.

Neste trabalho, serão considerados sistemas e sinais de tempo discreto. Detalhes sobre essas representações, bem como considerações sobre a amostragem e a transformada  $z$ , podem ser vistos em (HAYKIN; VAN VEEN, 2001; ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2011; DORF; BISHOP, 2011). A discretização de um sinal de tempo contínuo  $x(t)$  com um período de amostragem constante  $T_s$  resulta no sinal

$$x[k] = x(kT_s), \{k \in \mathbb{N}\}. \quad (1)$$

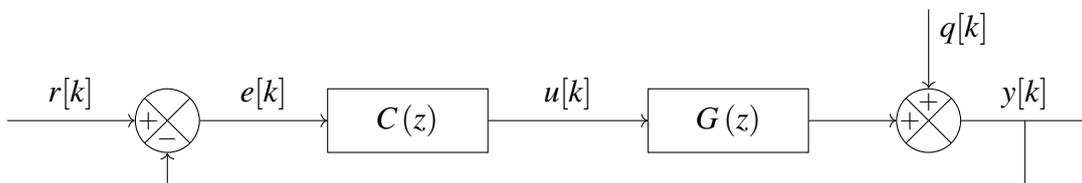
A função de transferência  $H(z)$  de um sistema é definida como a transformada  $z$  de sua resposta ao impulso  $h[k]$ , ou ainda como a razão entre as transformadas  $z$  de sinais de saída

e entrada correspondentes,  $x_{out}(z)$  e  $x_{in}(z)$ :

$$H(z) = \sum_{k=0}^{\infty} h[k] z^{-k} = \frac{x_{out}(z)}{x_{in}(z)}. \quad (2)$$

O sistema de controle SISO em malha fechada é modelado conforme a Figura 2. A função de transferência  $C(z)$  representa o controlador, enquanto a função de transferência  $G(z)$  corresponde ao conjunto do atuador com o processo. Por simplicidade, a dinâmica do sensor é desprezada e a realimentação é considerada unitária. O sinal  $r[k]$  define a referência, isto é, o comportamento desejado na saída do processo,  $y[k]$ . A diferença entre esse sinais resulta no erro,  $e[k]$ . O sinal  $u[k]$  corresponde ao sinal de controle. O sinal  $q[k]$  representa uma perturbação exógena sobre o sinal de saída.

**Figura 2:** Diagrama de blocos de um sistema de controle SISO em malha fechada com realimentação unitária.



Fonte: adaptado de (BAZANELLA; SILVA JR, 2005).

A função de transferência do sistema em malha fechada estabelece a relação entre os sinais de referência e de saída como

$$T(z) = \frac{y(z)}{r(z)} = \frac{C(z) G(z)}{1 + C(z) G(z)}. \quad (3)$$

O efeito da perturbação sobre a saída é expresso pela função de transferência da sensibilidade

$$S(z) = \frac{y(z)}{q(z)} = \frac{1}{1 + C(z) G(z)}. \quad (4)$$

A saída efetiva é dada então pela soma das contribuições individuais, isto é,

$$y(z) = T(z) r(z) + S(z) q(z). \quad (5)$$

O projeto de um sistema de controle consiste em determinar o controlador que faz com que o sistema em malha fechada apresente determinado comportamento, o que normalmente envolve o desempenho adequado para certos tipos de sinais: seguimento de referências e rejeição de perturbações. Além disso, é comum também especificar outros critérios, como tempo de resposta e máximo sobrepasso. Mais informações sobre sistemas de controle podem ser encontradas em (BAZANELLA; SILVA JR, 2005; OGATA, 2010).

### 2.1.1 Estabilidade e Causalidade

Além dos propósitos já citados, o controle objetiva também garantir a estabilidade do sistema. Existem diferentes critérios de estabilidade para sistemas dinâmicos. Este trabalho utiliza o critério de que entradas limitadas produzem sempre saídas limitadas — *Bounded-Input, Bounded-Output* (BIBO) —, chamado BIBO-estabilidade. Doravante, o termo estabilidade refere-se à BIBO-estabilidade.

Considere um sistema genérico representado pela função de transferência

$$H(z) = \frac{N_H(z)}{D_H(z)} = \frac{\sum_{i=0}^{n_z} (b_i z^i)}{\sum_{i=0}^{n_p} (a_i z^i)} = \frac{K \prod_{i=1}^{n_z} (z - z_i)}{\prod_{i=1}^{n_p} (z - p_i)}, \quad (6)$$

$$\{n_z, n_p \in \mathbb{N} \mid n_z \leq n_p\}, \{a_i, b_i, K \in \mathbb{R} \mid a_{n_p} = 1\}, \{z_i, p_i \in \mathbb{C}\},$$

caracterizada pelos polinômios do numerador  $N_H(z)$  e do denominador  $D_H(z)$ . Convenciona-se que o polinômico  $D_H(z)$  seja mônico. As raízes de  $N_H(z)$  são denominadas zeros da função de transferência,  $z_i$ , enquanto as raízes de  $D_H(z)$  são denominadas polos,  $p_i$ .

Para que um sistema seja estável, é necessário e suficiente que todos os seus polos tenham módulo estritamente menor que a unidade. Polos de módulo igual a unidade são chamados marginalmente estáveis, enquanto os de módulo maior que a unidade são denominados instáveis. É comum representar graficamente os polos e zeros de um sistema como localizações em um plano complexo denominado plano  $z$ , resultando no mapa de polos e zeros. Nesse caso, diz-se que o sistema é estável se todos os seus polos estiverem no interior de uma circunferência de raio unitário centrada na origem.

O tratamento de sistemas reais implica causalidade, isto é, as saídas dependem dos valores atuais e passados das entradas, e não de valores futuros. Essa propriedade está associada ao grau relativo do sistema, que pode ser definido como a diferença entre o grau de  $D_H(z)$  e o grau de  $N_H(z)$ , ou ainda como a diferença entre o número de polos  $n_p$  e o número de zeros  $n_z$ . Sistemas causais devem ter grau relativo não negativo.

### 2.1.2 Princípio do Modelo Interno

O Princípio do Modelo Interno (PMI) permite projetar controladores que proporcionam robustez no seguimento de referência e rejeição de perturbações para sinais de classe conhecida. Este princípio é apresentado detalhadamente em (CHEN, 1999).

Considere um sinal de referência qualquer, cuja transformada  $z$  é

$$r(z) = \frac{N_r(z)}{D_r(z)} = \frac{N_r(z)}{\phi_u(z) \phi_s(z)}, \quad (7)$$

sendo  $D_r(z)$  um polinômio mônico. Este polinômio pode ser fatorado em outros dois, sendo  $\phi_u(z)$  o polinômio cujas raízes representam os modos instáveis — localizados no exterior do círculo unitário — e marginalmente estáveis — sobre o círculo unitário —, e  $\phi_s(z)$  o polinômio que contém os modos estáveis — no interior do círculo unitário.

Seja

$$G(z) = \frac{N_G(z)}{D_G(z)} \quad (8)$$

a função de transferência do processo a ser controlado. Se  $\phi_u(z)$  não for um fator de  $N_G(z)$ , então, pelo PMI, um controlador

$$C(z) = \frac{N_C(z)}{D_C(z)} = \frac{N_C(z)}{\phi_u(z) D_C(z)} \quad (9)$$

é suficiente para proporcionar seguimento da referência, desde que o sistema em malha fechada seja estável. Diz-se que o controlador implementa o modelo interno da referência.

Substituindo as equações (8) e (9) em (3) obtém-se a função de transferência do sistema em malha fechada:

$$T(z) = \frac{N_C(z) N_G(z)}{\phi_u(z) \overline{D_C(z)} D_G(z) + N_C(z) N_G(z)}. \quad (10)$$

Observe que a estabilidade pode ser atingida pela escolha adequada de  $\overline{D}_C(z)$  e  $N_C(z)$ .

Para obter a rejeição assintótica de perturbações, basta que o controlador implemente também o modelo interno desses sinais. Teoricamente, um controlador pode implementar o modelo interno de tantos sinais quanto forem de interesse. Na prática, porém, a implementação pode ter um limite de complexidade; além disso, um grande número de parâmetros a sintonizar pode representar uma dificuldade.

### 2.1.2.1 Controlador Proporcional-Ressonante

Neste trabalho há interesse na resposta à referência e perturbações senoidais. No tempo discreto, um sinal senoidal com fase nula é expresso por

$$r[k] = A \sin(\Omega k), \quad (11)$$

em que  $A$  é a amplitude e  $\Omega$  é a frequência discretizada, definida em termos da frequência angular  $\omega$  ou frequência  $f$  e do período de amostragem  $T_s$ :

$$\Omega = \omega T_s = 2\pi f T_s. \quad (12)$$

A transformada  $z$  do sinal (11) é

$$r(z) = \frac{A \sin(\Omega) z}{z^2 - 2 \cos(\Omega) z + 1}, \quad (13)$$

cujas raízes do denominador são um par de valores complexos conjugados de módulo unitário e ângulo  $\pm\Omega$ , sendo, portanto, marginalmente estáveis. Assim, pelo PMI, o controlador que proporciona seguimento a esse tipo de referência deve ser da forma

$$C_{PR}(z) = \frac{K(z - z_1)(z - z_2)}{z^2 - 2 \cos(\Omega) z + 1} = k_{PR} + \frac{k_{R_1} z + k_{R_0}}{z^2 - 2 \cos(\Omega) z + 1}. \quad (14)$$

Essa classe de controlador, denominada Proporcional-Ressonante (PR), permite o ajuste de dois zeros,  $z_1$  e  $z_2$ , e um ganho,  $K$ , através dos coeficientes  $k_{R_0}$ ,  $k_{R_1}$  e  $k_{PR}$ . O nome vem do fato de que este controlador apresenta ressonância na frequência  $\Omega$ , isto é, o ganho do controlador para  $z = e^{\pm j\Omega}$  tende ao infinito.

### 2.1.2.2 Controlador Proporcional-Múltiplo-Ressonante

O controlador PR permite seguir ou rejeitar sinais senoidais de uma única frequência. Sinais periódicos genéricos podem, através da expansão por séries de Fourier, ser representados pela sobreposição de senoides de frequências harmônicas (HAYKIN; VAN VEEN, 2001; KREYSZIG, 2014). Para atuar sobre esse tipo de sinal, o controlador deve implementar o modelo interno das múltiplas frequências que o compõem. A aplicação detalhada do PMI para processos periódicos genéricos pode ser vista em (FLORES, 2012).

A combinação paralela de múltiplos controladores PR resulta no controlador Proporcional-Múltiplo-Ressonante (PMR):

$$C_{PMR}(z) = \sum_{i=1}^n \frac{K_i(z - z_{i_1})(z - z_{i_2})}{z^2 - 2 \cos(\Omega_i) z + 1} = k_{PR} + \sum_{i=1}^n \frac{k_{R_{i_1}} z + k_{R_{i_0}}}{z^2 - 2 \cos(\Omega_i) z + 1}, \quad (15)$$

$\{n \in \mathbb{N} \mid n > 1\}$ .

Observe que cada frequência de interesse  $\Omega_i$  introduz dois zeros em posições arbitrárias e dois polos marginalmente estáveis. O número de parâmetros a sintonizar equivale a

$2n + 1$ , em que  $n$  é o número de frequências ressonantes. O controlador PMR apresenta ressonância em cada uma dessas frequências.

Além do seguimento de sinais periódicos genéricos, o controlador PMR pode também ser aplicado em sistemas excitados por sinais senoidais que sofrem de perturbações nas harmônicas desse sinal. Pela implementação do modelo interno das harmônicas, é possível rejeitar assintoticamente tais perturbações. Por questões práticas, o controlador pode não conter todas as harmônicas, somente aquelas de maior relevância.

### 2.1.3 Virtual Reference Feedback Tuning

A sintonia pela referência virtual realimentada — *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) — é um método não iterativo baseado em dados utilizado para determinar os parâmetros de um controlador através de um único ensaio. Este método é inicialmente introduzido para um sistema de controle SISO como aquele da Figura 2, conforme apresentam Campi, Lecchini e Savaresi (2000).

Considere um sistema linear e invariante no tempo representado pela função de transferência desconhecida  $G(z)$ . Defina um modelo de referência  $T_d(z)$  — isto é, uma função de transferência desejada para o sistema em malha fechada — e um controlador parametrizado

$$C(z, \rho) = \rho \bar{C}(z), \quad (16)$$

em que  $\rho$  é um vetor linha de parâmetros e  $\bar{C}(z)$  é um vetor coluna de funções de transferência, ambos de mesmo comprimento. Defina o custo do modelo de referência

$$J_{mr}(\rho) = \|W(z) (T(z, \rho) - T_d(z))\|_2^2, \quad (17)$$

o qual compara a função de transferência  $T(z, \rho)$ , obtida com o controlador  $C(z, \rho)$  em malha fechada, com a função de transferência desejada, sendo  $W(z)$  uma função ponderadora qualquer. O problema consiste então em encontrar o valor de  $\rho$  que minimiza esse custo.

Realize um experimento, em malha aberta ou fechada, para obtenção de sinais de entrada,  $u[k]$ , e saída,  $y[k]$ , do processo. Defina o sinal de referência virtual,  $\bar{r}[k]$ , como o sinal que, aplicado na função de transferência desejada, resultaria na saída obtida no ensaio, de acordo com

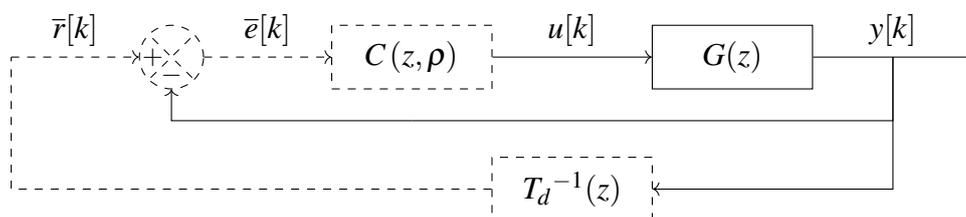
$$y(z) = T_d(z) \bar{r}(z). \quad (18)$$

Defina também o erro virtual

$$\bar{e}[k] = \bar{r}[k] - y[k], \quad (19)$$

isto é, a diferença entre a referência virtual e a saída obtida do ensaio. Esse procedimento é exemplificado pela Figura 3, em que os sinais e sistemas virtuais são representados por linhas tracejadas.

**Figura 3:** Diagrama de blocos de um sistema de controle virtual.



Fonte: adaptado de (REMES et al., 2020).

Defina agora o custo de referência virtual

$$\begin{aligned} J_{vr}(\rho) &= \|L(z) (u(z) - \bar{u}(z))\|_2^2 \\ &= \|L(z) (u(z) - \rho \bar{C}(z) \bar{e}(z))\|_2^2, \end{aligned} \quad (20)$$

que compara o sinal efetivamente aplicado no processo durante o ensaio com o sinal que seria produzido pelo controlador a partir do erro virtual, sendo  $L(z)$  um filtro ponderador. Em condições ideais, a obtenção do valor de  $\rho$  que minimiza esse custo é análoga a minimização do custo do modelo de referência.

Defina o vetor de regressão

$$\varphi(z) = \bar{C}(z) \bar{e}(z) = \bar{C}(z) (T_d^{-1}(z) - 1) y(z). \quad (21)$$

Então, substituindo a Equação (21) em (20), o custo de referência virtual pode ser reescrito como

$$J_{vr}(\rho) = \|L(z) (u(z) - \rho \varphi(z))\|_2^2. \quad (22)$$

Essa equação é quadrática em  $\rho$ , o que garante a existência de um mínimo global.

Se os dados coletados no ensaio forem livres de ruído e o controlador ideal — isto é, aquele que efetivamente resulta na função de transferência desejada — pertencer a classe de controladores definida pelo vetor  $\bar{C}(z)$ , então os custos  $J_{mr}(\rho)$  e  $J_{vr}(\rho)$  são idênticos e, portanto, o controlador ideal pode ser obtido. Na prática, porém, há presença de ruído e o controlador ideal pode não ser atingível através de  $\bar{C}(z)$ .

A fim de obter o controlador sub-parametrizado que melhor aproxima a função de transferência desejada em malha fechada, o filtro  $L(z)$  aproxima o mínimo de  $J_{vr}(\rho)$  ao mínimo de  $J_{mr}(\rho)$ . O filtro ideal é obtido ao aplicar o Teorema de Parseval nas equações (17) e (20) e igualá-las. Após algumas aproximações, obtém-se

$$L(z) = T_d(z) (1 - T_d(z)). \quad (23)$$

O procedimento completo é demonstrado por Campi, Lecchini e Savaresi (2000) e Bazanella, Campestrini e Eckhard (2011).

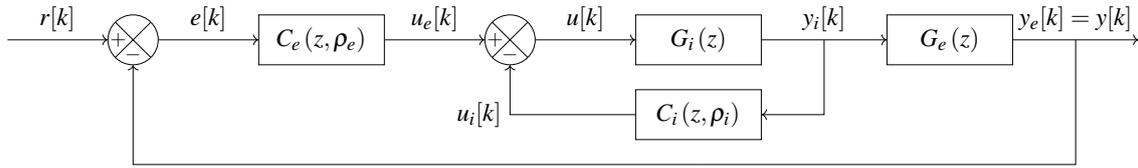
Alguns fatores devem ser considerados pelo projetista na aplicação do método VRFT. As escolhas da função de transferência desejada, da classe do controlador e do sinal aplicado no ensaio afetam diretamente os resultados obtidos. A estabilidade do sistema com o controlador obtido deve ser avaliada, visto que o VRFT não a garante. Esses e outros detalhes são explorados por Bazanella, Campestrini e Eckhard (2011).

### 2.1.3.1 Sistemas em Cascata com Controlador Interno no Laço de Realimentação

Remes et al. (2020) estendem o método VRFT para sistemas de controle SISO com topologia em cascata. Considere a estrutura de controle apresentada na Figura 4, em que os sinais  $u[k]$ ,  $y_i[k]$  e  $y_e[k]$  são mensuráveis. Deseja-se sintonizar, simultaneamente, os controladores externo  $C_e(z, \rho_e)$  e interno  $C_i(z, \rho_i)$ , os quais estão parametrizados em função de  $\rho_e$  e  $\rho_i$ , respectivamente. A função de transferência desse sistema em malha fechada é

$$T(z, \rho_e, \rho_i) = \frac{C_e(z, \rho_e) G_i(z) G_e(z)}{1 + C_i(z, \rho_i) G_i(z) + C_e(z, \rho_e) G_i(z) G_e(z)}. \quad (24)$$

**Figura 4:** Diagrama de blocos de um sistema de controle SISO em cascata com controlador interno no laço de realimentação.



Fonte: adaptado de (REMES et al., 2020).

O custo de referência virtual é redefinido para considerar a contribuição de ambos os controladores:

$$\begin{aligned} J_{vr}(\rho_e, \rho_i) &= \|L(z) (u(z) - (\bar{u}_e(z) - \bar{u}_i(z)))\|_2^2 \\ &= \|L(z) (u(z) - (\rho_e \bar{C}_e(z) \bar{e}(z) - \rho_i \bar{C}_i(z) y_i(z)))\|_2^2. \end{aligned} \quad (25)$$

Redefine-se também o vetor de parâmetros

$$\rho = [\rho_e \quad \rho_i] \quad (26)$$

e o vetor de regressão

$$\varphi(z) = \begin{bmatrix} \bar{C}_e(z) \bar{e}(z) \\ -\bar{C}_i(z) y_i(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{C}_e(z) (T_d^{-1}(z) - 1) y_e(z) \\ -\bar{C}_i(z) y_i(z) \end{bmatrix} \quad (27)$$

de modo a aglutinar as variáveis das malhas externa e interna. Aplicando (26) e (27) em (25), o custo de referência virtual volta a ter exatamente o formato da Equação (22), a qual é quadrática em  $\rho$ .

A determinação do filtro  $L(z)$  dessa vez depende não apenas da função de transferência desejada para o sistema em malha fechada, mas também do controlador e processo internos. Utilizando a função de transferência da sensibilidade interna

$$S_i(z, \rho_i) = \frac{1}{1 + C_i(z, \rho_i) G_i(z)}, \quad (28)$$

o filtro é redefinido como

$$L(z) = S_i(z, \rho_i) T_d(z) (1 - T_d(z)). \quad (29)$$

Observe que  $S_i(z, \rho_i)$  depende do processo, cuja dinâmica é considerada desconhecida, e, portanto, não pode ser determinada diretamente. Assim, Remes et al. (2020) propõem um procedimento que permite aproximá-la iterativamente. Note que, apesar desse processo ser iterativo, apenas um conjunto de dados é necessário. O método é replicado a seguir:

1. Minimize o custo de referência virtual,  $J_{vr}(\rho_e, \rho_i)$ , para um filtro  $L(z)$  obtido a partir de uma estimativa inicial para  $S_i(z, \rho_i)$ . Se nenhuma estimativa inicial for conhecida, utilize  $S_i(z, \rho_i) = 1$ , equivalente ao caso sem realimentação interna.
2. Determine o sinal  $\bar{u}_e(z) = u(z) + C_i(z, \rho_i) y_i(z)$  a partir do  $\rho_i$  obtido no passo anterior. Então, estime  $S_i(z, \rho_i)$  pela relação  $S_i(z, \rho_i) = \frac{u(z)}{\bar{u}_e(z)}$ .
3. Minimize o custo de referência virtual,  $J_{vr}(\rho_e, \rho_i)$ , para um filtro  $L(z)$  obtido a partir de  $S_i(z, \rho_i)$  estimado no passo 2. Repita os passos 2 e 3 até  $\rho$  convergir.

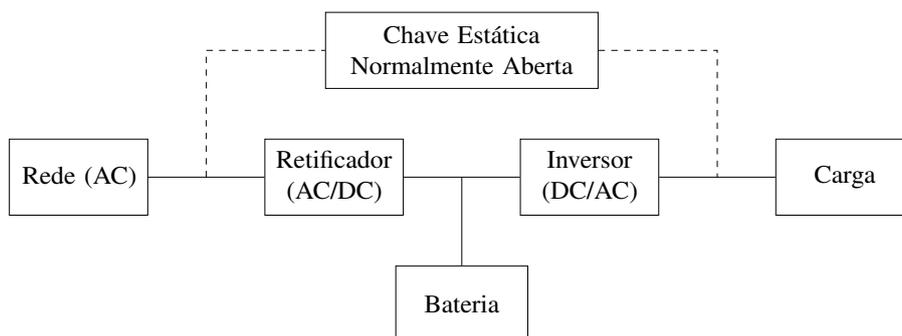
## 2.2 Fonte de Alimentação Ininterrupta

A fonte de alimentação ininterrupta — *Uninterruptible Power Supply* (UPS) — é um sistema de potência capaz de fornecer alimentação elétrica ininterrupta, confiável e de alta qualidade, conectado entre a rede elétrica e dispositivos críticos ou sensíveis. Através de uma reserva de energia, a UPS é capaz de, em caso de falha da rede, imediatamente suprir a alimentação, mantendo equipamentos em funcionamento por certo tempo. Além disso, a UPS atua na atenuação de perturbações na rede, como quedas e pico de tensão e distorções harmônicas.

Dentre as características desejáveis para uma UPS, citam-se: fornecimento de uma tensão senoidal regulada de baixa distorção harmônica; rápido suprimento da alimentação em caso de falha na rede; fator de potência unitário; alta eficiência; e isolamento elétrico (RASHID, 2011). Diferentes configurações de UPSs enfatizam alguns desses aspectos.

Este trabalho tem como objeto de estudo uma UPS monofásica de topologia *online*, também denominada de dupla-conversão. A Figura 5 ilustra essa configuração. A UPS *online* permanece continuamente em atuação, mesmo quando não há falha na rede. Sua principal vantagem é o rápido tempo de resposta a alterações, além de bom condicionamento do sinal. As desvantagens incluem baixo fator de potência, alta distorção harmônica e baixa eficiência (RASHID, 2011).

**Figura 5:** Diagrama estrutural de uma UPS *online*.



Fonte: adaptado de (RASHID, 2011).

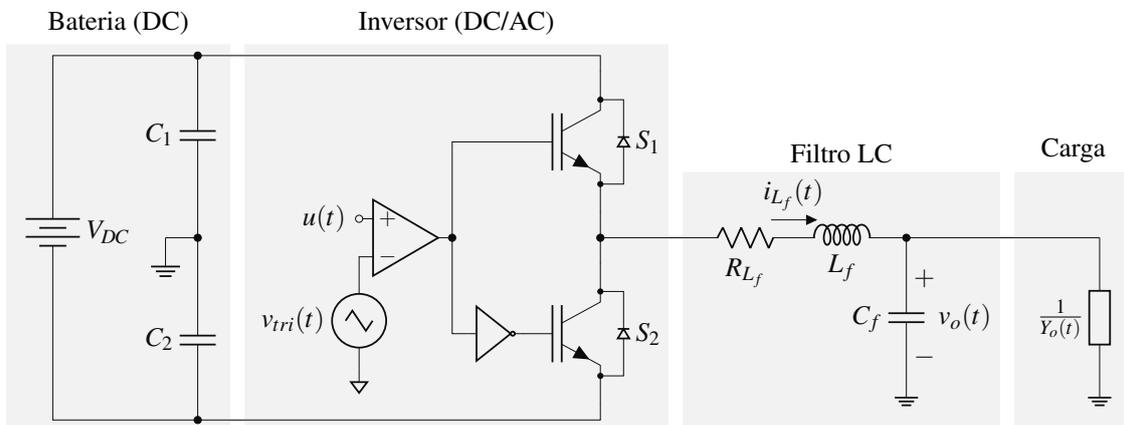
No estágio de entrada, a alimentação provida da rede elétrica como AC é retificada para DC. No estágio de saída, a carga é alimentada por um inversor, o qual realiza nova conversão, desta vez de DC para AC. Uma bateria entre os conversores armazena a reserva de energia, a qual é utilizada em caso de falha da rede. Pode haver ainda uma chave para conexão direta entre a rede e a carga, a qual permanece aberta em condições normais de operação.

Em particular, o foco deste trabalho está no estágio de saída. Os demais componentes estão fora do escopo do trabalho e, portanto, não serão detalhados.

A Figura 6 mostra o modelo do circuito elétrico do estágio de saída de uma UPS *online* monofásica, com inversor em meia ponte. A bateria fornece uma tensão DC aproximadamente constante  $V_{DC}$ , a qual é estabilizada pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . O inversor é composto pelos transistores bipolares de porta isolada — *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) —  $S_1$  e  $S_2$ , os quais são alternadamente acionados por modulação por largura de pulso — *Pulse Width Modulation* (PWM). O PWM é obtido através da comparação entre um sinal de atuação  $u$  com uma onda triangular  $v_{tri}$ . Como esse acionamento gera uma forma de onda descontínua, é aplicado um filtro indutivo-capacitivo (LC), composto por um indutor, de indutância  $L_f$  e resistência interna  $R_{L_f}$ , e um capacitor, de capacitância  $C_f$ .

A carga costuma ser representada por sua admitância  $Y_o$ , a qual pode ser variável e não linear. O principal sinal de interesse é a tensão sobre a carga  $v_o$ . A corrente no indutor  $i_{L_f}$  também é monitorada.

**Figura 6:** Circuito elétrico do estágio de saída da UPS.

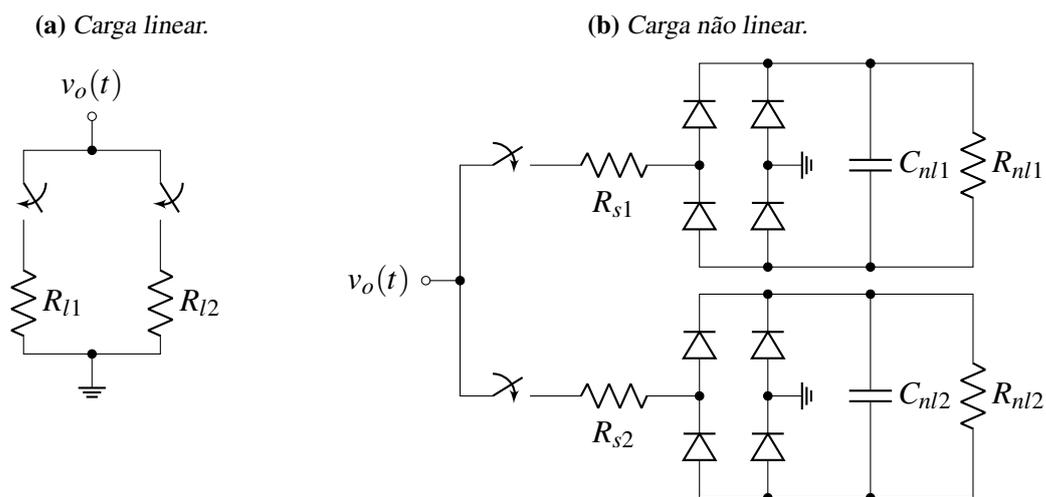


Fonte: adaptado de (LORENZINI, 2019).

### 2.2.1 Avaliação de Desempenho

O desempenho de uma UPS é avaliado pela sua capacidade de fornecer uma tensão senoidal com amplitude e frequência constantes e baixo conteúdo harmônico, mesmo sob variação da carga e distúrbios na rede. A norma ISO/IEC 62040-3 (2011) determina os critérios técnicos de conformidade. As informações descritas a seguir baseiam-se nesse documento. Os testes são realizados com as cargas especificadas, mostradas na Figura 7.

**Figura 7:** Cargas para testes em UPS de potência nominal inferior a 4 kVA.



Fonte: adaptado de (LORENZINI, 2015).

A carga linear, exibida na Figura 7a, é composta por dois resistores em paralelo. Os resistores devem ser determinados de modo a corresponder a 20% e 80% da potência ativa nominal da UPS. As chaves permitem variar a carga durante a operação.

A Figura 7b apresenta a carga não linear para UPSs cuja potência nominal é inferior a 4 kVA. Essa carga é composta por dois circuitos independentes, cada um deles com um

resistor de entrada, uma ponte retificadora, e um filtro resistivo-capacitivo (RC) paralelo. Os circuitos devem ser projetados para corresponder a 25% e 75% da potência aparente nominal da UPS, e fator de potência 0,7 atrasado. Novamente, as chaves permitem variar a carga durante a operação. Quando excitada por uma tensão senoidal, essa carga causa perturbações nas harmônicas ímpares da frequência de excitação, principalmente da 3ª até a 9ª (PEREIRA et al., 2014; BERTOLDI, 2019).

Em regime permanente, a tensão eficaz de saída deve permanecer na faixa de  $\pm 10\%$  de seu valor nominal. A frequência desse sinal, por sua vez, pode apresentar uma variação de  $\pm 2\%$  a partir do valor nominal. A máxima distorção harmônica total — *Total Harmonic Distortion* (THD) — da tensão é de 8%, enquanto os valores para as distorções harmônicas individuais — *Individual Harmonic Distortions* (IHD) — são enumerados na Tabela 1.

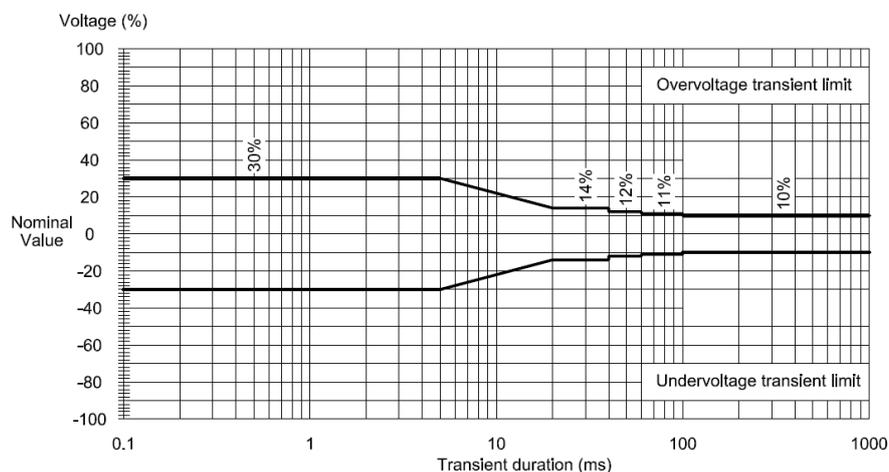
**Tabela 1:** Máximas distorções harmônicas individuais admissíveis em UPS de baixa tensão.

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 apud LORENZINI, 2015).

O desempenho transitório é avaliado sob três situações: alteração no modo de operação; variação da carga linear; e variação da carga não linear. Neste trabalho, apenas os dois últimos serão verificados. A norma define três perfis, cada um associado a um envelope de variação de tensão após a alteração. A Figura 8 mostra o perfil mais rigoroso, para cargas críticas sensíveis. O desvio de tensão é determinado pela comparação do sinal obtido após o evento com o que seria observado caso o sistema permanecesse inalterado, e a porcentagem é calculada em relação ao valor de pico.

**Figura 8:** Tensão de saída admissível em regime transitório para cargas críticas sensíveis.



Fonte: (ISO/IEC 62040-3, 2011 apud LORENZINI, 2015).

Nos testes de variação da carga, as alterações devem ocorrer no momento em que a tensão de saída estiver em seu valor de pico. Inicialmente, a UPS deve atingir o regime permanente com a menor carga — 20% para o caso linear e 25% para o caso não linear. Um degrau aditivo deve então ocorrer, elevando a carga para 100%. Após atingir novo regime permanente, o degrau subtrativo é aplicado, retornando a carga a seu valor inicial.

## 3 METODOLOGIA

Este capítulo apresenta a metodologia empregada no desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente, é descrito o ambiente de simulação da UPS em conjunto do controlador. Na sequência, é apresentada a estratégia de controle empregada. Finalmente, a aplicação do método VRFT para obtenção dos controladores é discutida.

Reitera-se que o principal objetivo deste trabalho é desenvolver controladores capazes de rejeitar as perturbações harmônicas sobre a tensão de saída da UPS. Sob a carga não linear de teste, as harmônicas ímpares de menor ordem são as mais pronunciadas. Assim, este controlador é projetado para atuar sobre elas, notadamente, as harmônicas de ordem 3, 5, 7 e 9.

### 3.1 Ambiente de Simulação

Neste trabalho, a UPS é simulada através do *software* PSIM, versão 9.0, uma plataforma desenvolvida especialmente para eletrônica de potência. O sistema de controle é projetado utilizando o *software* MATLAB, versão R2012b, sendo implementado e simulado por sua extensão Simulink. O PSIM oferece o módulo SimCoupler, que permite sua integração com o Simulink. Assim, é possível realizar a cossimulação da UPS e do sistema de controle atuando em conjunto.

#### 3.1.1 PSIM

A simulação baseia-se em uma UPS monofásica comercial de 3,5 kVA de potência aparente nominal e fator de potência 0,7, presente no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS). Este equipamento já foi utilizado em diversos trabalhos desenvolvidos nesta universidade, como os de Pereira et al. (2014), Schildt (2014), Corleta (2015), Lorenzini (2015, 2019), Corleta et al. (2016), Keiel (2017), Keiel et al. (2019), Bertoldi (2019) e Ramos (2020), entre outros.

A Tabela 2 mostra os valores dos componentes elétricos do estágio de saída dessa UPS, bem como das cargas linear e não linear utilizadas nos testes, conforme a norma ISO/IEC 62040-3 (2011). Os símbolos fazem referências às figuras 6 e 7.

Para a simulação, os circuitos da UPS e das cargas são reproduzidos no PSIM. O sinal  $v_{tri}$ , utilizada para comparação no PWM do acionamento, é uma onda triangular com 260 V de amplitude e 21,6 kHz de frequência. O passo da simulação corresponde a um centésimo do período desse sinal, isto é,  $\frac{1}{100(21,6 \text{ kHz})} \approx 463 \text{ ns}$ .

**Tabela 2:** Componentes elétricos do estágio de saída da UPS e das cargas.

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	$R_{nl2}$	16 m $\Omega$

Fonte: adaptado de (LORENZINI, 2019).

### 3.1.2 Simulink

No Simulink são implementadas interfaces para a realização de ensaios com a UPS, tanto em malha aberta como em malha fechada. O sistema elaborado possui apenas estados discretos, portanto utiliza-se o *solver* discreto de passo fixo — *fixed-step discrete solver*. O passo de simulação é  $\frac{1}{21,6 \text{ kHz}} \approx 46,3 \mu\text{s}$ .

Quando em malha aberta, o sinal de atuação sobre a UPS deve ser fornecido. Em malha fechada, o sinal de referência é uma senoide com valor eficaz de 127 V<sub>rms</sub> — portanto, amplitude de  $\sqrt{2} 127 \text{ V} \approx 179,6 \text{ V}$  —, frequência de 60 Hz e fase nula. Em ambos os casos, há também sinais que permitem alterar as cargas a qualquer momento.

Quando em malha fechada, os sinais realimentados — a tensão de saída e a corrente no indutor — passam por um bloco de memória, o qual atrasa-os em uma amostra. Isso é importante para evitar laços algébricos na simulação, além de replicar o que ocorre na prática. Outrossim, o sinal de atuação passa por um bloco de saturação, reproduzindo os limites do sistema real, entre  $\pm 260 \text{ V}$ . Há ainda uma série de blocos para determinar os índices de qualidade da tensão de saída, isto é, valor eficaz, THD e IHDs.

### 3.1.3 Cossimulação

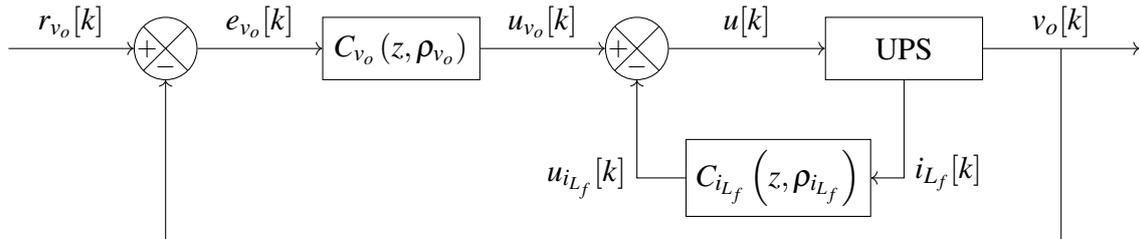
Os sistemas desenvolvidos no PSIM e Simulink são simulados conjuntamente, num processo de cossimulação. Durante a execução, é possível acompanhar os sinais graficamente, tanto pelo PSIM como pelo Simulink.

Ressalta-se que a simulação no PSIM possui um passo cem vezes menor. A sincronização é gerenciada pelo bloco SimCoupler: sinais transmitidos do Simulink para o PSIM são mantidos constantes até serem atualizados; sinais do PSIM para o Simulink são reamostrados na taxa mais lenta. Isso significa que eventuais dinâmicas da UPS com frequência superior a 21,6 kHz não são percebidas pelo Simulink. As dinâmicas de interesse, porém, são de frequências significativamente menores.

### 3.2 Estratégia de Controle

A Figura 9 mostra a topologia de controle aplicada sobre a UPS. Observe que há um controlador externo,  $C_{v_o}(z, \rho_{v_o})$ , atuante sobre a diferença da tensão medida na saída e uma tensão de referência, e um controlador interno,  $C_{i_{L_f}}(z, \rho_{i_{L_f}})$ , atuante sobre a corrente no indutor. Neste trabalho, a dinâmica da UPS é considerada desconhecida.

**Figura 9:** Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de saída da UPS.



Fonte: do autor.

O sistema representado pela Figura 9 é semelhante àquele da Figura 4, com um controlador no laço de realimentação interno e outro sobre o erro de referência. A tensão de saída  $v_o[k]$  corresponde ao sinal externo  $y_e[k]$ , enquanto a corrente no indutor  $i_{L_f}[k]$  condiz com o sinal interno  $y_i[k]$ . Analogamente, o controlador de tensão  $C_{v_o}(z, \rho_{v_o})$  equivale ao controlador externo  $C_e(z, \rho_e)$ , e o controlador de corrente  $C_{i_{L_f}}(z, \rho_{i_{L_f}})$  ao controlador interno  $C_i(z, \rho_i)$ . Assim, o projeto dos controladores por VRFT a partir de dados de um único ensaio, apresentada na Seção 2.1.3.1, pode ser aplicado para este sistema.

A fim de proporcionar tanto seguimento de referência senoidal como atenuação de suas harmônicas, o controlador  $C_{v_o}(z, \rho_{v_o})$  é da classe PMR. Este controlador é aplicado primeiramente considerando apenas a frequência fundamental, seguido pela inclusão de harmônicas ímpares até atingir a 9ª ordem. Considerando todas as possíveis frequências, a parametrização deste controlador é

$$C_{v_o}(z, \rho_{v_o}) = \rho_{v_o} \overline{C_{v_o}}(z), \quad (30)$$

$$\rho_{v_o}^T = \begin{bmatrix} k_{PR} \\ k_{R1_1} \\ k_{R1_0} \\ k_{R3_1} \\ k_{R3_0} \\ k_{R5_1} \\ k_{R5_0} \\ k_{R7_1} \\ k_{R7_0} \\ k_{R9_1} \\ k_{R9_0} \end{bmatrix}, \quad \overline{C_{v_o}}(z) = \begin{bmatrix} \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_1) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_1) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_3) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_3) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_5) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_5) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_7) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_7) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_9) z + 1} \\ \frac{1}{z} \\ \frac{z}{z^2 - 2 \cos(\Omega_9) z + 1} \end{bmatrix},$$

em que  $\Omega_i$  é a frequência discretizada da harmônica de ordem  $i$ . Considerando uma frequência fundamental  $f_1$  de 60 Hz e um período de amostragem  $T_s$  equivalente ao passo

de simulação do Simulink, os valores das harmônicas de interesse são enunciados na Tabela 3, em consonância com a Equação (12). Novamente, destaca-se que o número de parâmetros a sintonizar é  $2n + 1$ , em que  $n$  é o número de frequências consideradas.

**Tabela 3:** Frequências de interesse.

Ordem ( $i$ )	1	3	5	7	9
Frequência ( $f_i$ ) [Hz]	60	180	300	420	540
Frequência Angular ( $\omega_i$ ) $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$	376,99	1130,97	1884,96	2638,94	3392,92
Frequência Discretizada ( $\Omega_i$ ) [rad]	0,01745	0,05236	0,08727	0,1222	0,1571

Fonte: do autor.

O controlador  $C_{i_{L_f}}(z, \rho_{i_{L_f}})$ , por sua vez, é puramente proporcional. Sua parametrização tem o seguinte formato:

$$\begin{aligned} C_{i_{L_f}}(z, \rho_{i_{L_f}}) &= \rho_{i_{L_f}} \overline{C_{i_{L_f}}}(z), \\ \rho_{i_{L_f}} &= k_P, \overline{C_{i_{L_f}}}(z) = 1. \end{aligned} \quad (31)$$

### 3.3 Sintonia do Controlador por VRFT

Além da definição da classe dos controladores, a aplicação do método VRFT envolve a realização de um ensaio para a coleta de dados do sistema, a determinação de um modelo de referência que especifica o comportamento desejado em malha fechada, e a especificação dos filtros. Após essas etapas, a sintonia do controlador é realizada pela minimização do custo de referência virtual.

#### 3.3.1 Coleta de Dados

A aplicação do método VRFT requer um ensaio sobre o sistema a ser controlado, o qual pode ser realizado em malha aberta ou fechada. No caso da UPS, devem ser coletados os sinais de atuação, da tensão de saída e da corrente no indutor do filtro LC.

Neste ensaio, o sinal de atuação deve ser escolhido adequadamente. Para obter bons resultados no projeto do controlador, é importante que o sistema seja excitado com um amplo espectro frequencial (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Em seus trabalhos Corleta (2015), Corleta et al. (2016) e Ramos (2020) realizam o ensaio para coleta de dados em malha aberta e com carga linear, com duração de um segundo. O sinal aplicado sobre a UPS é uma soma de seis senoides com 10 V ou 30 V de amplitude e as seguintes frequências: 10 Hz, 60 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz e 300 Hz.

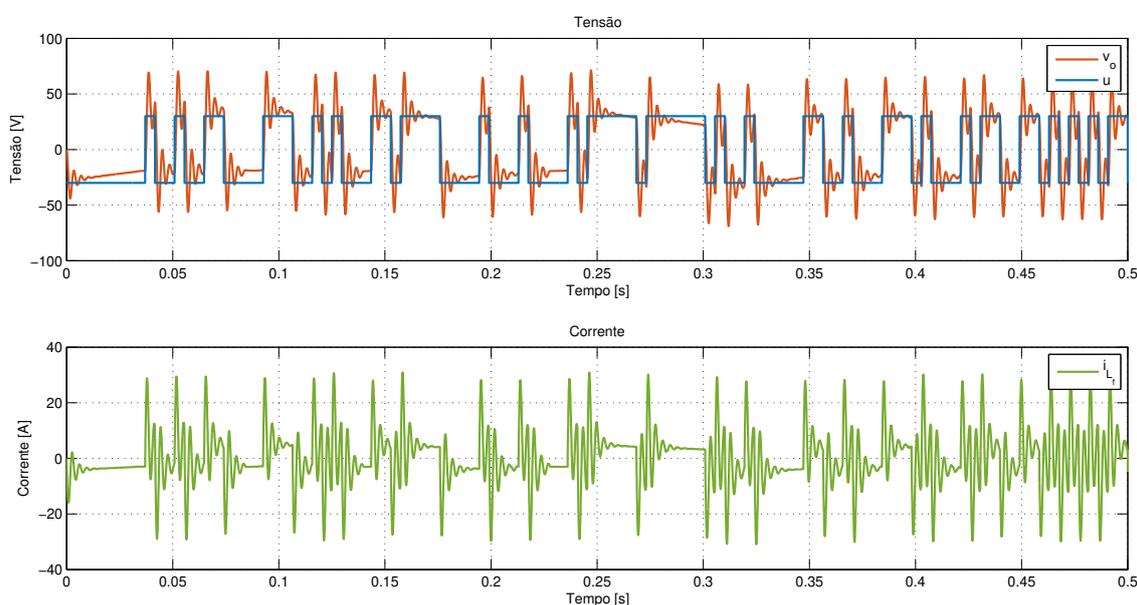
Neste trabalho, são experimentadas diferentes configurações para a coleta de dados, variando inclusive o sinal aplicado. Os ensaios são realizados com cargas linear e não linear máximas, e com a malha de controle aberta e fechada.

Para a malha aberta, os seguintes sinais são aplicados: a soma de senoides supracitada; a mesma soma acrescida de mais senoides, incluindo as harmônicas ímpares de 60 Hz de ordem 3 a 9; sequência binária pseudorrandômica — Pseudorandom Binary Sequence (PRBS) — com 30 V de amplitude e banda de 30 amostras, equivalente a aproximadamente 1,38 ms; PRBS com 30 V de amplitude e banda de 100 amostras, aproximadamente 4,63 ms; e PRBS com 30 V de amplitude e banda de 200 amostras, aproximadamente 9,26 ms. O sinal PRBS é particularmente interessante por seu rico espectro frequencial.

Para a coleta de dados em malha fechada utilizou-se controladores obtidos a partir de um ensaio anterior em malha aberta. Neste caso, define-se o sinal de referência, e o sinal de atuação é determinado pelos controladores. Experimentou-se aplicar, somados à referência senoidal de frequência fundamental, os sinais PRBS supracitados.

Os melhores resultados — em termos de iterações para a convergência dos parâmetros e desempenho em malha fechada — são obtidos com dados coletados do ensaio em malha aberta com carga linear máxima e aplicação do PRBS com banda de 100 amostras. Os sinais coletados nesse ensaio são exibidos na Figura 10, limitados aos primeiros 500 ms para melhor visualização. As sintonias realizadas no decorrer deste trabalho utilizam esses dados.

**Figura 10:** Ensaio em malha aberta com 100% da carga linear e aplicação de PRBS com 30 V de amplitude e banda de 100 amostras.



Fonte: do autor.

### 3.3.2 Modelo de Referência

O modelo de referência é uma função de transferência que especifica o comportamento desejado para o sistema em malha fechada. A escolha adequada desta função é essencial para o sucesso do método VRFT. Bazanella, Campestrini e Eckhard (2011) enunciam diretrizes para essa escolha, algumas das quais são citadas a seguir. Embora o completo conhecimento do processo a ser controlado seja dispensável, algumas informações são úteis para a composição do modelo de referência.

O comportamento dinâmico do modelo de referência deve ser próximo ao que é possível de atingir com a classe de controlador especificada. Caso contrário, a sintonia obtida pode resultar em uma resposta completamente diferente. Um comportamento excessivamente distante seria, por exemplo, um tempo de acomodação da resposta muito menor que o praticável.

Para que o controlador seja causal, o grau relativo do modelo desejado não pode ser menor que o grau relativo do processo. Em trabalhos que modelam o estágio de saída da UPS, como o de Pereira et al. (2014), verifica-se que seu grau relativo é 2.

No entanto, a presença de um bloco de memória nos laços de realimentação, efetivamente atrasando o sinal medido em uma amostra, aparece na função de transferência em malha fechada como um zero adicional, posicionado na origem do plano  $z$ . Além de ser interessante replicar esse zero no modelo de referência, ele permite que o grau relativo dessa função seja menor que o grau relativo do processo em uma unidade. Assim, o grau relativo 1 torna-se suficiente.

No caso do seguimento de referências senoidais, é imprescindível que o modelo de referência apresente, para a frequência em questão, ganho unitário e fase nula. Caso contrário, o sinal de saída seria amplificado ou atenuado e deslocado em fase com relação ao sinal de referência. Essa condição é matematicamente expressa por

$$\left| [T_d(z)]_{z=e^{\pm j\Omega_1}} \right| = 1, \quad \angle [T_d(z)]_{z=e^{\pm j\Omega_1}} = 0. \quad (32)$$

Corleta (2015), Corleta et al. (2016) e Ramos (2020) utilizam um modelo de referência com um zero na origem, dois zeros reais em uma mesma posição e quatro polos também reais em uma mesma posição. Os polos são escolhidos para fornecer um tempo de resposta suficientemente rápido, e os zeros são então calculados, a partir de uma abordagem geométrica, a fim de satisfazer a Equação (32). Observe que o grau relativo desta função de transferência é 1.

Inicialmente, este trabalho aplicou esta mesma abordagem para obter, com sucesso, um controlador considerando apenas a frequência fundamental. Ao estender este controlador para a terceira harmônica, porém, verifica-se que a sintonia por VRFT tende a posicionar seus zeros sobre os polos dessa harmônica, efetivamente cancelando-os. Isso ocorre justamente porque o modelo de referência empregado não especifica qualquer comportamento para essa frequência.

Na verdade, o modelo de referência especifica apenas a dinâmica do seguimento de referência. Não é possível definir, diretamente, um comportamento desejado para a rejeição de perturbações.

A primeira abordagem para contornar este problema envolve incluir, na minimização do custo de referência virtual, restrições sobre os valores dos parâmetros do controlador. Sendo os polos das harmônicas situados sobre o círculo unitário, uma limitação sobre o módulo dos zeros garantiria o não cancelamento, além de fornecer uma maneira de interferir em suas posições e, assim, também no comportamento dinâmico. Observe, porém, que a minimização ocorre em função de um vetor de parâmetros, os quais, através de um polinômio, definem os zeros. À medida que mais harmônicas são adicionadas, este polinômio passa a ter grau elevado, e a solução torna-se impraticável.

A segunda e derradeira abordagem é incluir, no modelo de referência, as condições para seguimento também de senoides com as frequências harmônicas, isto é, ganho unitário e fase nula. Assim, os respectivos polos no controlador não podem ser cancelados, e a rejeição de perturbações com essas frequências é garantida indiretamente.

A função de transferência do modelo de referência é então construída para cumprir tais condições. A fim de satisfazer o ganho unitário e fase nula em cada frequência de interesse, seu numerador deve apresentar um polinômio cujo número de parâmetros livres seja o dobro do número de frequências. Além disso, um zero na origem é incluído para modelar o atraso de uma amostra na medição dos sinais. Assim como em Corleta (2015) e Ramos (2020), os polos são colocados todos em uma mesma posição, e a quantidade é determinada para que o grau relativo seja unitário. A função de transferência resultante

tem o seguinte formato:

$$T_d(z) = \frac{z \sum_{i=0}^n k_i z^i}{(z-p)^{n+2}}, n = \{1, 3, 5, 7, 9\}. \quad (33)$$

O valor dos polos  $p$  está relacionado com o tempo de resposta do sistema. Diferentes valores de  $p$  são avaliados, conforme será descrito posteriormente. Os coeficientes do polinômio do numerador,  $k_i$  são determinados pela solução de um sistema de equações lineares: cada frequência de interesse — positiva e negativa — é aplicada em  $T_d(z)$ , a qual é igualada a unidade, fornecendo uma equação.

Cabe citar ainda que, com este modelo de referência, o controlador ideal certamente não pertence à classe definida pelo controlador PMR na malha de tensão e P na de corrente. Isto, no entanto, não caracteriza um problema para a aplicação do VRFT.

### 3.3.3 Filtros

O filtro ponderador  $L(z)$  aproxima o custo de referência virtual  $J_{vr}(\rho)$  ao custo do modelo de referência  $J_{mr}(\rho)$ . Na topologia em cascata aplicada, este filtro depende da sensibilidade do laço de realimentação interna  $S_i(z, \rho_i)$ , o qual por sua vez é função do próprio controlador interno  $C_{i_{L_f}}(z, \rho_{i_{L_f}})$ , a ser determinado, e do processo interno  $G_i(z)$ , o qual é desconhecido. Assim, este filtro deve ser estimado.

Neste trabalho aplica-se a metodologia desenvolvida por Remes et al. (2020), em que  $S_i(z, \rho_i)$  é inicialmente arbitrado como um ganho unitário e é reestimado iterativamente. Para essa estimativa, aplica-se a modelagem autorregressiva com entrada externa — *Auto-regressive with Extra Input* (ARX) — para obter uma função de transferência com dois polos e dois zeros. Essa quantidade de polos e zeros baseia-se em trabalhos que realizam a modelagem da UPS, como o de Pereira et al. (2014).

O critério de convergência é arbitrado como a maior diferença relativa entre os parâmetros do vetor  $\rho$  calculados na iteração atual e na anterior. A tolerância relativa empregada é de  $10^{-9}$ . Com esse valor, a convergência geralmente ocorre em até uma dezena de iterações.

## 4 RESULTADOS

Esta seção discute os resultados obtidos. O projeto inicialmente considera apenas a frequência fundamental para a obtenção de um controlador de tensão da classe PR, junto do controlador de corrente. Gradativamente são incorporadas, em um controlador de tensão PMR, as harmônicas ímpares até a 9ª ordem. Para cada caso, diferentes posições de polos no modelo de referência são avaliadas.

Os resultados a seguir utilizam como exemplo o projeto considerando a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas. Os demais casos são tratadas de forma similar, estando integralmente expostos nos apêndices A e B.

### 4.1 Posicionamento dos Polos do Modelo de Referência

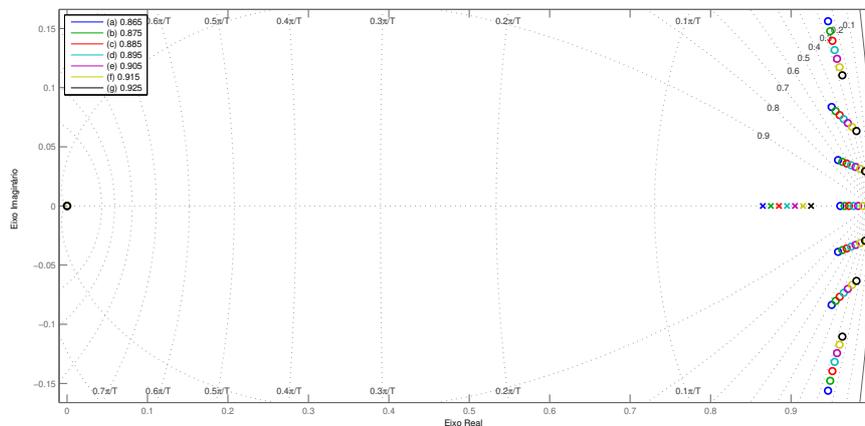
O modelo de referência proposto, enunciado pela Equação (33), permite escolher a posição de seu conjunto de polos. Essa função de transferência estipula o comportamento desejado para o sistema em malha-fechada. Naturalmente, para que o sistema seja estável, os polos devem estar no interior no círculo unitário. Além disso, a posição está associada, diretamente, com o tempo de resposta e amortecimento e, indiretamente, com o esforço de controle exigido: quanto mais próximos do círculo unitário, mais lenta é a resposta do sistema; quanto maior o ângulo de fase, menor é o amortecimento; respostas mais rápidas ou menos amortecidas tendem a exigir um maior esforço de controle.

Neste trabalho, opta-se por posicionar os polos sobre o eixo real positivo. Além disso, como o período de amostragem é significativamente menor que a dinâmica do sistema, estes polos podem ser posicionados próximos ao círculo unitário e ainda assim fornecer uma resposta suficientemente rápida, como será mostrado. Ambas as decisões procuram evitar a saturação do esforço de controle. Destaca-se, ainda, que a precisão numérica dos valores da função de transferência — sejam polos, zeros ou coeficientes — exerce grande influência sobre os resultados, em especial quando a ordem é elevada.

A seleção dos polos parte de um procedimento analítico. Primeiramente é traçado, para diferentes posições, o mapa de polos e zeros do modelo de referência. Cabe citar que o conjunto de posições parte de uma estimativa inicial, sendo refinado pela repetição deste processo. Posições que resultam em sistemas com fase não mínima — isto é, com zeros fora do círculo unitário — são descartadas. A Figura 11 mostra esse mapa para o projeto exemplo. Note que, em todos os casos, há um zero fixo na origem.

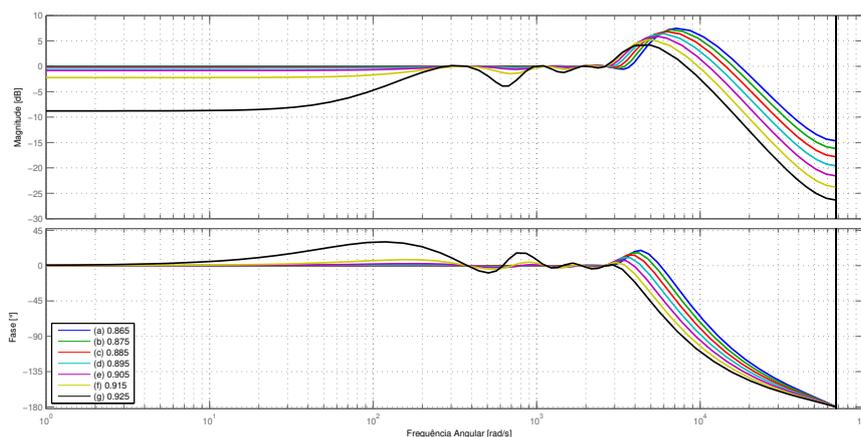
Em seguida, o diagrama de Bode é traçado. Pelo diagrama, mostrado na Figura 12 para o projeto exemplo, é possível confirmar a fase mínima. Este gráfico permite ainda visualizar as condições de módulo unitário — no caso, 0 dB — e fase nula impostas sobre as frequências de interesse.

**Figura 11:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre seu mapa de polos e zeros considerando a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



Fonte: do autor.

**Figura 12:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre seu diagrama de Bode considerando a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



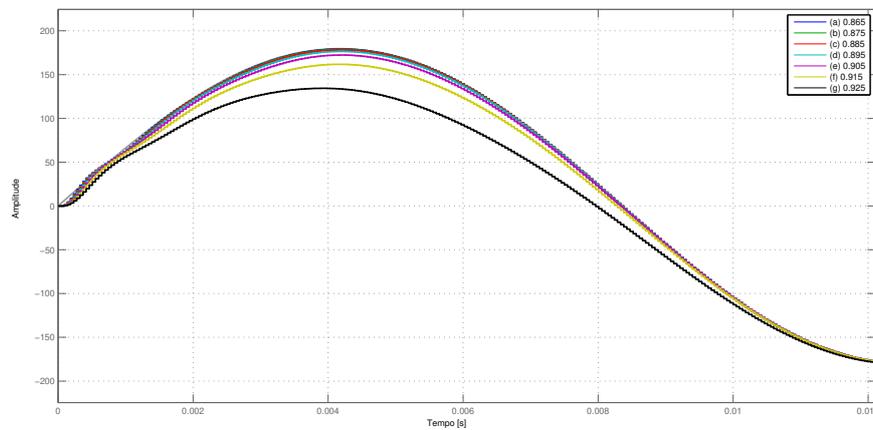
Fonte: do autor.

Também é realizada a análise sobre a resposta à entrada senoidal. O resultado para o projeto exemplo é exibido na Figura 13. Através deste gráfico é possível visualizar o tempo de resposta ao seguimento da referência. Na posterior seleção do controlador, procura-se escolher um que provenha de um modelo cujo tempo de acomodação ocorra próximo a metade do primeiro ciclo da senoide. Esse critério provém de resultados observacionais, fornecendo uma boa relação entre tempo de resposta e máximo esforço de controle.

Finalmente, são obtidos os respectivos parâmetros dos controladores, e o mapa de polos e zeros do controlador de tensão é construído. Controladores com zeros no exterior do círculo unitário não são interessantes, sendo descartados. Este mapa, correspondente ao projeto exemplo, é apresentado pela Figura 14. Ali observa-se um comportamento característico de cada zero do controlador de acordo com as posição dos polos do modelo de referência. Reitera-se que todos os controladores apresentam os polos nas mesmas posições, as quais são previamente especificadas.

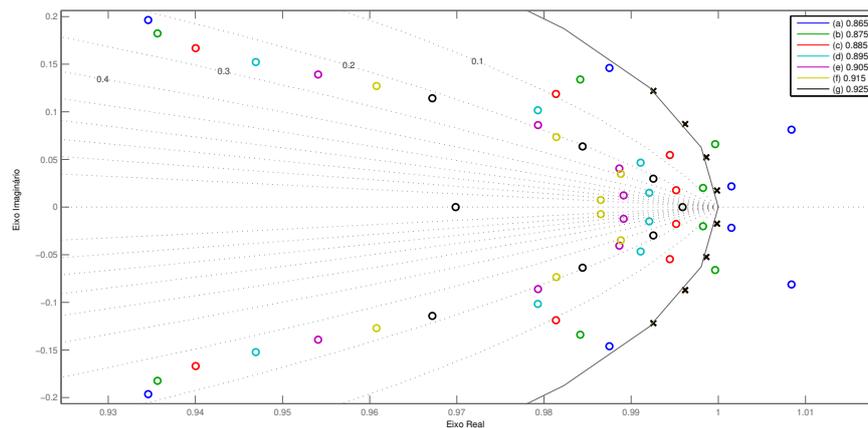
O controlador é então selecionado dentre aqueles obtidos neste processo. Após sua aplicação no sistema em malha fechada, o desempenho é analisado. Caso não seja satisfatório, uma nova posição é testada, ou o procedimento é repetido para uma nova faixa de posições de polos do modelo de referência.

**Figura 13:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre sua resposta a senoide considerando a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



Fonte: do autor.

**Figura 14:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência sobre o mapa de polos e zeros do controlador de tensão considerando a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



Fonte: do autor.

Através desse procedimento, é selecionado no projeto exemplo o modelo de referência com polos em 0,915, rotulado como (f). Sua função de transferência é

$$T_d(z) = \frac{0,189z(z - 0,9895)(z^2 - 1,972z + 0,9734)(z^2 - 1,952z + 0,957)(z^2 - 1,921z + 0,9361)}{(z - 0,915)^9}. \quad (34)$$

## 4.2 Controladores

Os controladores selecionados são especificados na Tabela 4, através de seus parâmetros. Além de verificar a posição dos zeros, tanto do modelo como do controlador de tensão, no interior do círculo unitário, a seleção considera um tempo de acomodação adequado na resposta à senoide, próximo à metade do primeiro ciclo.

**Tabela 4:** Parâmetros dos controladores obtidos.

	Ordem da Maior Harmônica				
	1	3	5	7	9
Posição dos polos de $T_d(z)$	0,955	0,94	0,932	0,915	0,91
Iterações para convergência	4	4	5	5	47
Ajuste da estimativa de $S_i(z, \rho_i)$	92,95%	91,25%	90,28%	90,0%	90,35%
$k_{PR}$	0,84455	4,6444	11,43	26,152	37,23
$k_{R_{1_1}}$	0,079013	0,16945	0,14149	0,2273	0,084488
$k_{R_{1_0}}$	-0,078551	-0,16978	-0,14296	-0,23029	-0,086172
$k_{R_{3_1}}$	-	0,22365	0,33714	0,38952	-0,10678
$k_{R_{3_0}}$	-	-0,21851	-0,35367	-0,43255	0,086904
$k_{R_{5_1}}$	-	-	0,66347	1,8485	-0,13383
$k_{R_{5_0}}$	-	-	-0,63604	-1,936	-0,027243
$k_{R_{7_1}}$	-	-	-	1,1798	3,9995
$k_{R_{7_0}}$	-	-	-	-0,88456	-4,6255
$k_{R_{9_1}}$	-	-	-	-	1,6778
$k_{R_{9_0}}$	-	-	-	-	-0,65819
$k_P$	3,9445	6,0561	7,9946	8,753	7,8107

Fonte: do autor.

A Tabela 4 inclui ainda o número de iterações para a convergência dos parâmetros e o ajuste final obtido para a estimativa da sensibilidade interna  $S_i(z, \rho_i)$ , conforme fornecido pela função ARX do MATLAB. Observe que, mesmo utilizando um ganho unitário como estimativa inicial, a convergência é rápida, com exceção do caso que considera a 9ª harmônica. Ademais, a estimativa final apresenta um ajuste superior a 90% em todos os casos.

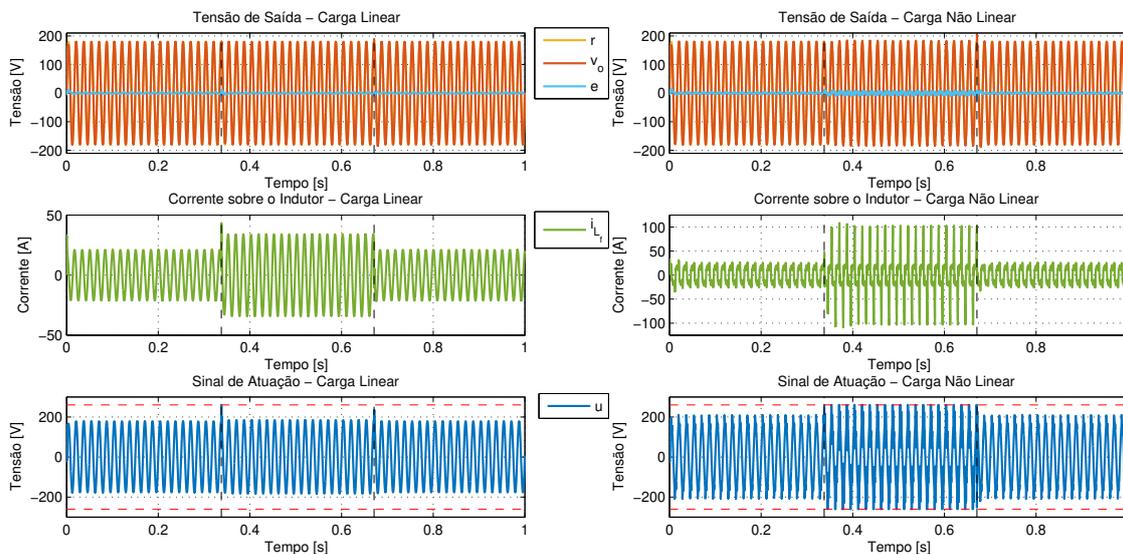
### 4.3 Desempenho em Malha Fechada

Para avaliar o desempenho o seguinte teste, com duração total de um segundo, é aplicado sobre a UPS simulada em malha fechada, com carga linear e não linear: o sistema parte do repouso com carga mínima; após 0,3375 s, no pico do sinal de referência, ocorre o degrau aditivo de carga, para o valor máximo; no instante de tempo 0,6708 s, também no pico do sinal de referência, ocorre o degrau subtrativo de carga, retornando para o valor mínimo. O tempo decorrido entre cada evento é suficiente para que a resposta atinja o regime permanente. Este ensaio é apresentado para o projeto exemplo na Figura 15.

Os resultados para a carga linear são, em todos os casos, melhores, em termos de fornecerem menores índices de distorção harmônica. Assim, para poupar espaço, apresentam-se a seguir apenas os resultados obtidos na situação mais exigente, sob carga não linear.

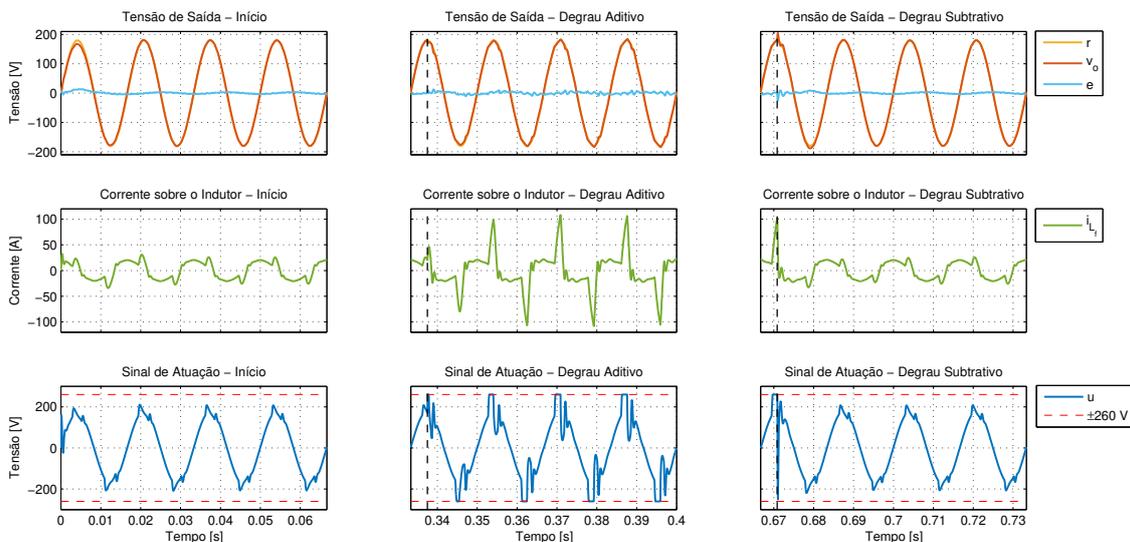
A Figura 16 apresenta o mesmo ensaio da Figura 15, agora porém detalhando os três eventos ocorridos sob carga não linear somente. Observe que, nesta nova figura, os gráficos compartilham os mesmos eixos nos grupos verticais e horizontais, e os instantes dos degraus de carga são marcados com linhas tracejadas escuras. A curva de tensão de saída permite verificar que o tempo de resposta projetado — metade do primeiro ciclo da senoide — é de fato atingido. O mesmo ocorre nas respostas aos degraus de carga. Nota-se, ainda, que sob carga máxima há momentos em que o sinal de atuação atinge brevemente os limites de saturação, sem que isso prejudique significativamente o desempenho.

**Figura 15:** Ensaio utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



Fonte: do autor.

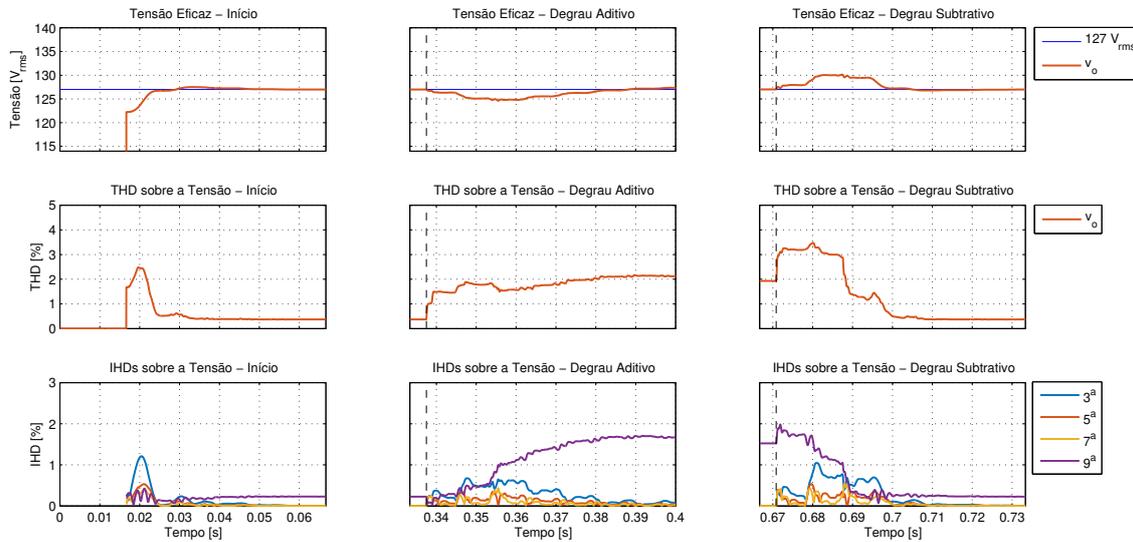
**Figura 16:** Resposta em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



Fonte: do autor.

O desempenho quanto ao valor eficaz e componentes harmônicas é mostrado pela Figura 17, que retrata os mesmos instantes da Figura 16. Novamente os gráficos compartilham os eixos nos grupos verticais e horizontais e os momentos dos degraus de carga são marcados com linhas tracejadas. Verifica-se que, após cada evento, a tensão eficaz atinge rapidamente o valor nominal de  $127 \text{ V}_{\text{rms}}$ . As maiores distorções harmônicas, tanto em termos totais como individuais, ocorrem logo após os eventos, sendo brevemente atenuadas. A exceção é a IHD de 9ª ordem, que, sob 100% da carga, cresce até um valor máximo. Ora, visto que este controlador fora projetando considerando a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas, este comportamento é esperado.

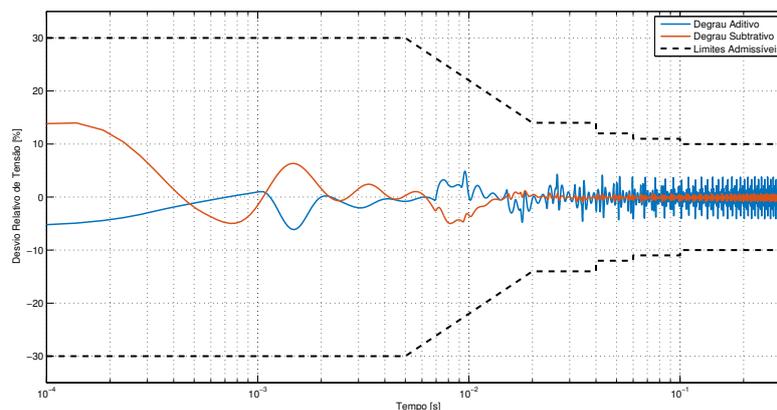
**Figura 17:** Desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



Fonte: do autor.

A avaliação do desempenho em regime transiente é realizada pela comparação com o perfil da Figura 8. O desvio relativo de tensão após aplicação dos degraus de carga não linear é exibido na Figura 18, em que os limites admissíveis estão reproduzidos. A conformidade é atingida tanto para o degraú aditivo como para o subtrativo.

**Figura 18:** Desvio relativo de tensão após degraú de carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.



Fonte: do autor.

Finalmente, a tensão eficaz e as distorções harmônicas em regime permanente são avaliadas em relação aos valores de referência. Essa comparação é sintetizada através da Tabela 5, que inclui os resultados de todos os controladores projetados, exceto aquele que considera a 9ª harmônica, para a carga não linear máxima, situação de maior exigência.

Em todos os casos, a tensão eficaz em regime permanente está dentro dos limites aceitáveis. Observa-se que a inclusão de harmônicas como polos ressonantes no controlador efetivamente reduz a respectiva IHD para valores desprezíveis, menores que 0,001%. Afirma-se, portanto, que cada um desses controladores cumpriu seu objetivo para as harmônicas consideradas no projeto.

**Tabela 5:** Avaliação do desempenho em regime permanente com 100% da carga não linear.

	Valores Admissíveis	Ordem da Maior Harmônica			
		1	3	5	7
Tensão Eficaz [ $V_{rms}$ ]	$127 \pm 10\%$	129,8	127,5	127,1	127,0
THD [%]	< 8	20,95	8,75	3,57	1,93
IHD <sub>3</sub> [%]	< 5	20,43	< 0,001	< 0,001	< 0,001
IHD <sub>5</sub> [%]	< 6	4,245	7,94	< 0,001	< 0,001
IHD <sub>7</sub> [%]	< 5	1,57	2,72	2,93	< 0,001
IHD <sub>9</sub> [%]	< 1,5	0,98	2,27	1,13	1,53

Fonte: do autor.

No primeiro controlador, considerando apenas a frequência fundamental, verificam-se elevadas THD e IHD<sub>3</sub>, próximas a 20% e comparáveis aos valores obtidos por Corleta et al. (2016) sem o uso da realimentação de corrente. A Tabela 4 revela que, de fato, o ganho de corrente  $k_P$  obtido nesta sintonia é menor que nas demais. Assim, nesse caso específico, o projeto por VRFT não forneceu resultados tão bons quanto esperados.

No controlador de ordem 3 verifica-se que a 3ª harmônica é rejeitada com sucesso. Essa rejeição, porém, veio ao custo de uma maior influência das demais harmônicas. Ainda que a THD tenha sido reduzida, seu limite é novamente ultrapassado. A IHD<sub>5</sub> também aparece acima do valor máximo.

Por sua vez, o controlador de ordem 5 apresenta atenuação da 3ª e 5ª harmônicas, sem tanta influência sobre as demais. A THD é novamente reduzida e, dessa vez, todos os indicadores estão dentro dos limites de conformidade.

Finalmente, o controlador de ordem 7 proporciona rejeição da 3ª, 5ª e 7ª harmônicas. Embora a THD tenha sido reduzida ainda mais, a IHD<sub>9</sub> aparece levemente acima do máximo valor admissível.

Como visto, a rejeição de uma determinada harmônica tende a aumentar as distorções sobre as outras. Este efeito, denominado colchão d'água, é explicado pela fórmula da integral de Bode, conforme demonstra Bertoldi (2019). Essencialmente, a atenuação de perturbações em uma determinada frequência ocasiona a amplificação dos distúrbios em outros locais do espectro frequencial.

O projeto considerando a 9ª harmônica foi excluído da análise de desempenho em regime permanente porque não foi obtido nenhum controlador que mantenha o sistema estável sob o teste realizado. Diversos controladores foram testados, obtidos a partir de diferentes posições de polos no modelo de referência. Muitos deles são capazes de manter o seguimento da referência com carga linear e não linear, e alguns até mesmo após o degrau aditivo de carga. Todos, porém, resultam em instabilidade após o degrau subtrativo de carga não linear, ou em outros momentos do ensaio. Em geral, a brusca variação da corrente no indutor no momento do degrau subtrativo faz com que o sinal de atuação alterne entre os limites da saturação e não se recupere. Esse comportamento pode ser visualizado no Apêndice B, Figura 28. Cabe ainda destacar duas peculiaridades observadas na sintonia deste controlador, as quais podem ser vistas na Tabela 4: o número de iterações para convergência dos parâmetros é consideravelmente maior; o parâmetro  $k_{R_5}$  aparece com um valor negativo, sendo que em todos os outros casos os parâmetros  $k_{R_i}$ , para qualquer  $i$ , são sintonizados com valores positivos.

## 5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a aplicabilidade do método VRFT para sistemas em cascata através do projeto de dois controladores, sendo um PMR e outro P, a partir de um único conjunto de dados. Ainda, comprovou-se que essa topologia e classes de controladores são capazes de atenuar significativamente as distorções harmônicas sob carga não linear.

Para tanto, propôs-se um modelo de referência capaz de prover o seguimento de referências oscilando na frequência fundamental e suas harmônicas ímpares. Este modelo mostrou-se efetivo para controladores de menor ordem harmônica, mas não proporcionou uma boa sintonia quando a 9ª harmônica passa a ser considerada. Modelos alternativos, com diferentes posições de polos espalhadas pelo círculo unitário, potencialmente poderiam oferecer um melhor resultado.

Um inconveniente verificado é que, da maneira como foi formulado, o método VRFT permite definir um modelo de referência apenas para o sistema em malha fechada, isto é, da referência para a saída. De fato, em sua concepção original, esta abordagem não considera a rejeição de perturbações. Assim, para inibir as distorções harmônicas, este trabalho estabelece um modelo de referência capaz de também seguir senoides nessas frequências, obtendo a rejeição como um efeito secundário.

Existe uma adaptação do VRFT, proposta pelos autores originais do método, Lecchini, Campi e Savaresi (2001), que permite a definição não só do modelo de referência para o sistema em malha fechada, mas também para a sensibilidade de perturbações na saída do processo. A topologia ali apresentada separa o controlador principal em dois: o primeiro, manipulando diretamente o sinal de referência, é responsável apenas pelo seu seguimento; o segundo, operando sobre o sinal de saída medido, atua tanto no seguimento da referência como também na rejeição de perturbações. Sugere-se, assim, avaliar a viabilidade de adaptar esta topologia e a metodologia associada em conjunto com aquela apresentada por Remes et al. (2020), para a sintonia de três controladores simultâneos para a UPS: o primeiro controlador apenas para o seguimento da tensão senoidal; o segundo para seguimento da tensão e rejeição das harmônicas; e o terceiro para melhora do desempenho dinâmico por realimentação de corrente no laço interno.

Outros dois efeitos indesejados foram verificados neste trabalho: a eventual saturação do sinal de atuação e o fenômeno do colchão d'água. Keiel (2017), Keiel et al. (2019) e Bertoldi (2019) mostram que ambos os efeitos podem ser mitigados pela aplicação de amortecimento no controlador PMR. Com isso, seu ganho nas frequências de interesse passa a ser finito. Efetivamente, o controlador deixa de ser ressonante, podendo ser denominado *quasi*-ressonante. A utilização deste controlador resultaria numa rejeição parcial das distorções nas frequências selecionadas. Ainda assim, com um coeficiente de amortecimento adequado, seria possível atender os limites de distorção estabelecidos pela norma ISO/IEC 62040-3 (2011) sem comprometer tanto as outras frequências. Além disso,

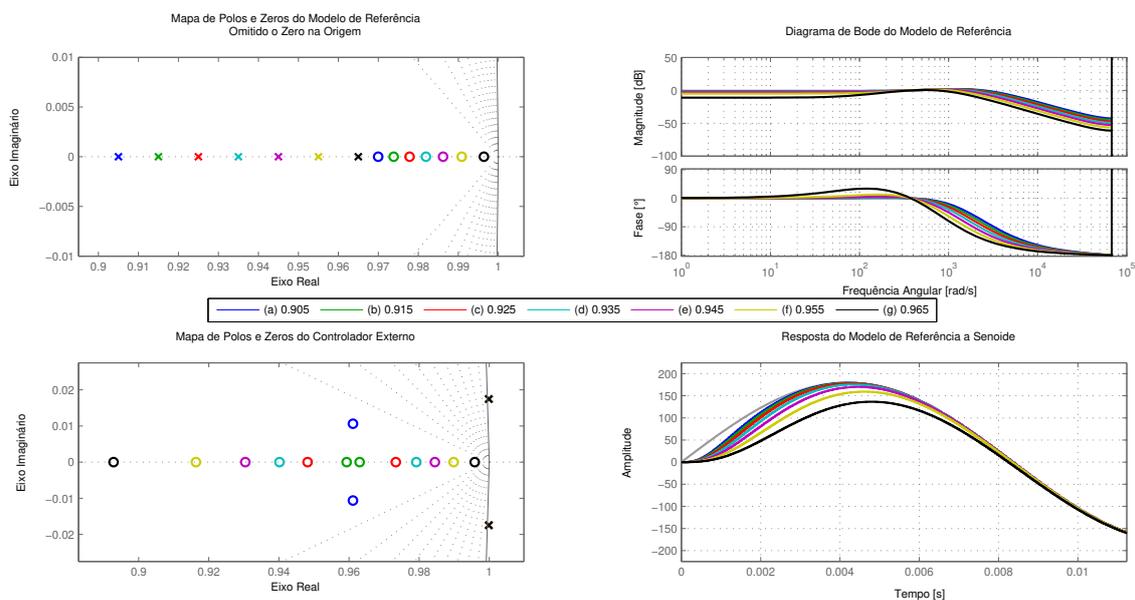
o ganho finito está diretamente associado a redução do esforço de controle.

Devido às restrições sanitárias e, conseqüentemente, à suspensão de atividades presenciais na UFRGS no momento do desenvolvimento deste trabalho, não foi possível empregar a metodologia sobre a UPS real disponível no LASCAR. A validação prática é deixada como outra sugestão de trabalho futuro. Neste caso, a presença de ruído, principalmente na instrumentação, tende a afetar negativamente os resultados. Para reduzir seu efeito no projeto, sugere-se a utilização de variáveis instrumentais através da coleta de dados de dois ensaios sob um mesmo sinal de excitação (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2000).

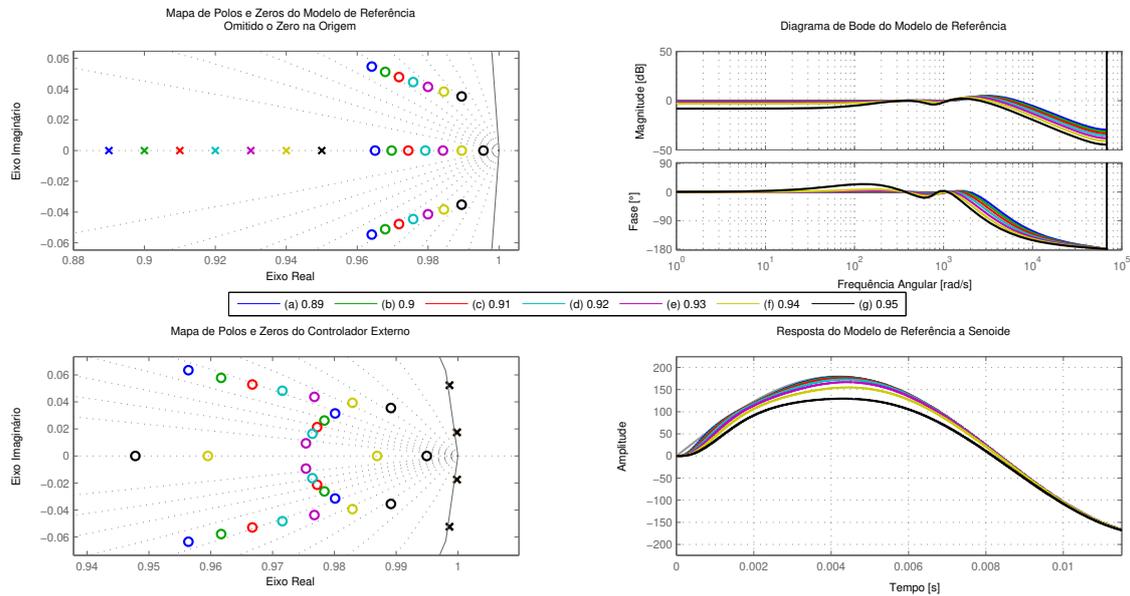
## APÊNDICE A - PROJETO DOS CONTROLADORES

Este apêndice contém os detalhes dos projetos de cada um dos controladores desenvolvidos, partindo pela consideração apenas da frequência fundamental até incorporar as harmônicas ímpares até a 9ª ordem. Para cada caso, e para diferentes valores de polos no modelo de referência, são exibidos o mapa de polos e zeros, diagrama de bode, e resposta a referência senoidal da função de transferência desejada, além do mapa de polos e zeros do respectivo controlador de tensão obtido.

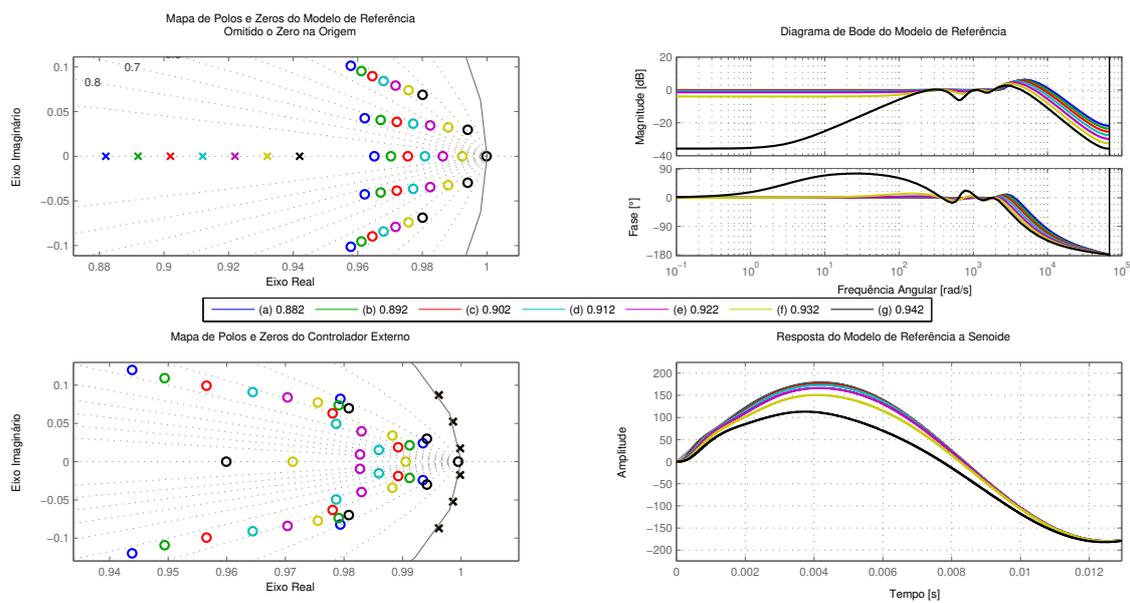
**Figura 19:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando apenas a frequência fundamental.



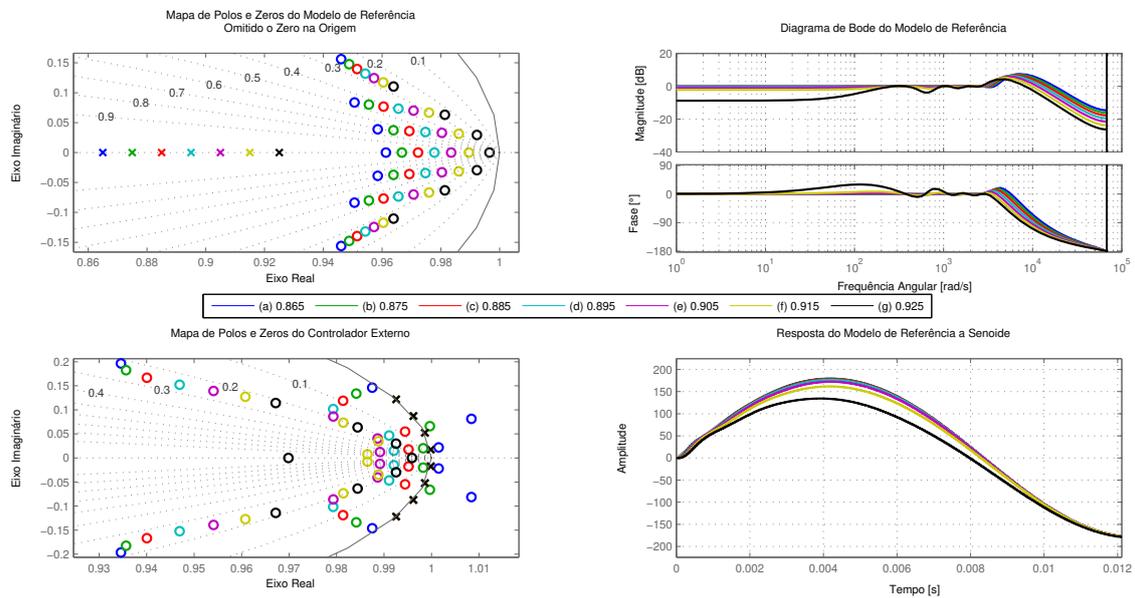
**Figura 20:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3ª harmônica.



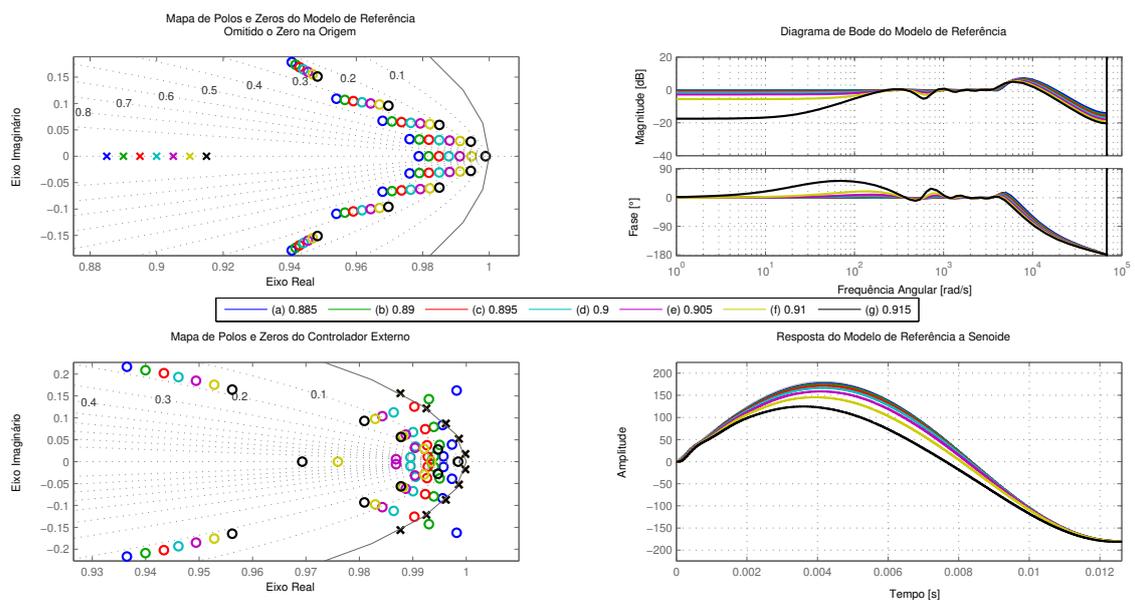
**Figura 21:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3ª e 5ª harmônicas.



**Figura 22:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas.



**Figura 23:** Efeito da variação dos polos do modelo de referência considerando a frequência fundamental e a 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 9<sup>a</sup> harmônicas.

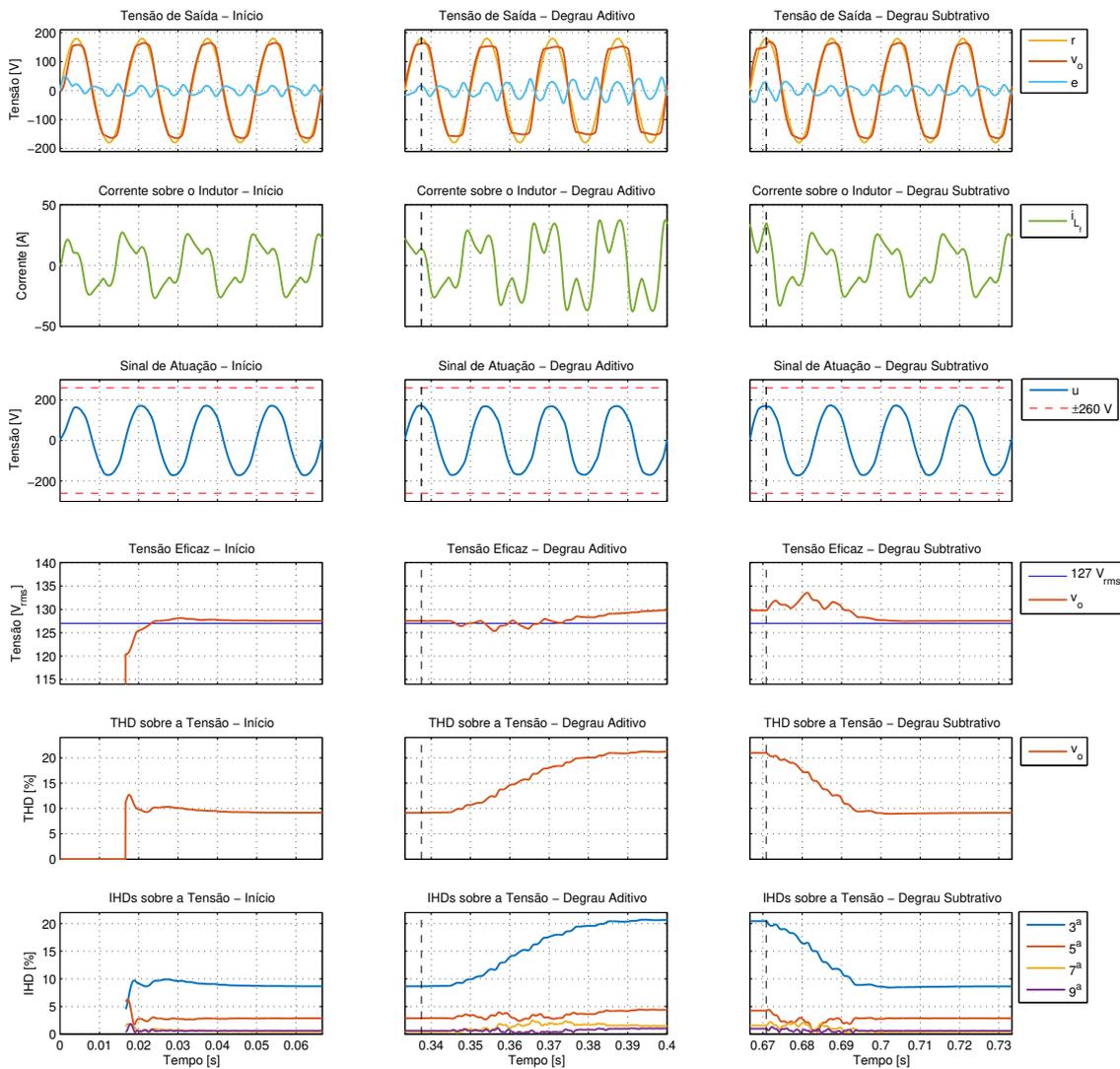


## APÊNDICE B - RESPOSTAS EM MALHA FECHADA COM CARGA NÃO LINEAR

Este apêndice reúne, para cada um dos controladores obtidos, os três eventos do ensaio em malha fechada sob carga não linear. Em todos os casos, o controlador é aquele denotado pelo rótulo (f) no Apêndice A. Em cada figura, os gráficos compartilham os eixos nos agrupamentos verticais e horizontais. Os instantes dos degraus de carga são identificados por linhas tracejadas escuras.

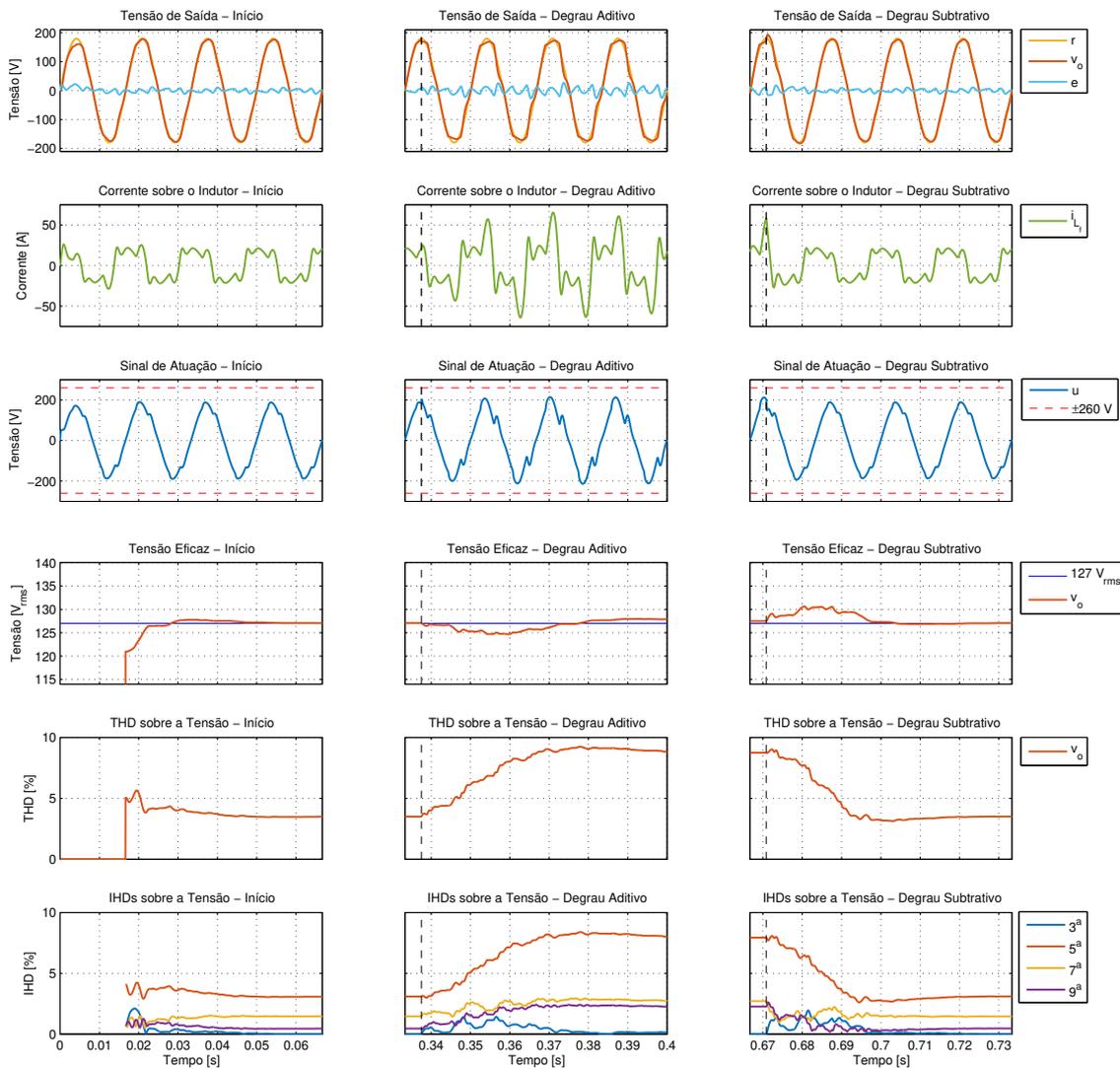
É importante destacar que, no último caso, considerando todas as harmônicas ímpares entre 3 e 9, o controlador não é capaz de manter o sistema estável após o degrau subtrativo de carga. Ainda assim, julga-se interessante mostrar o resultado obtido.

**Figura 24:** Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental.



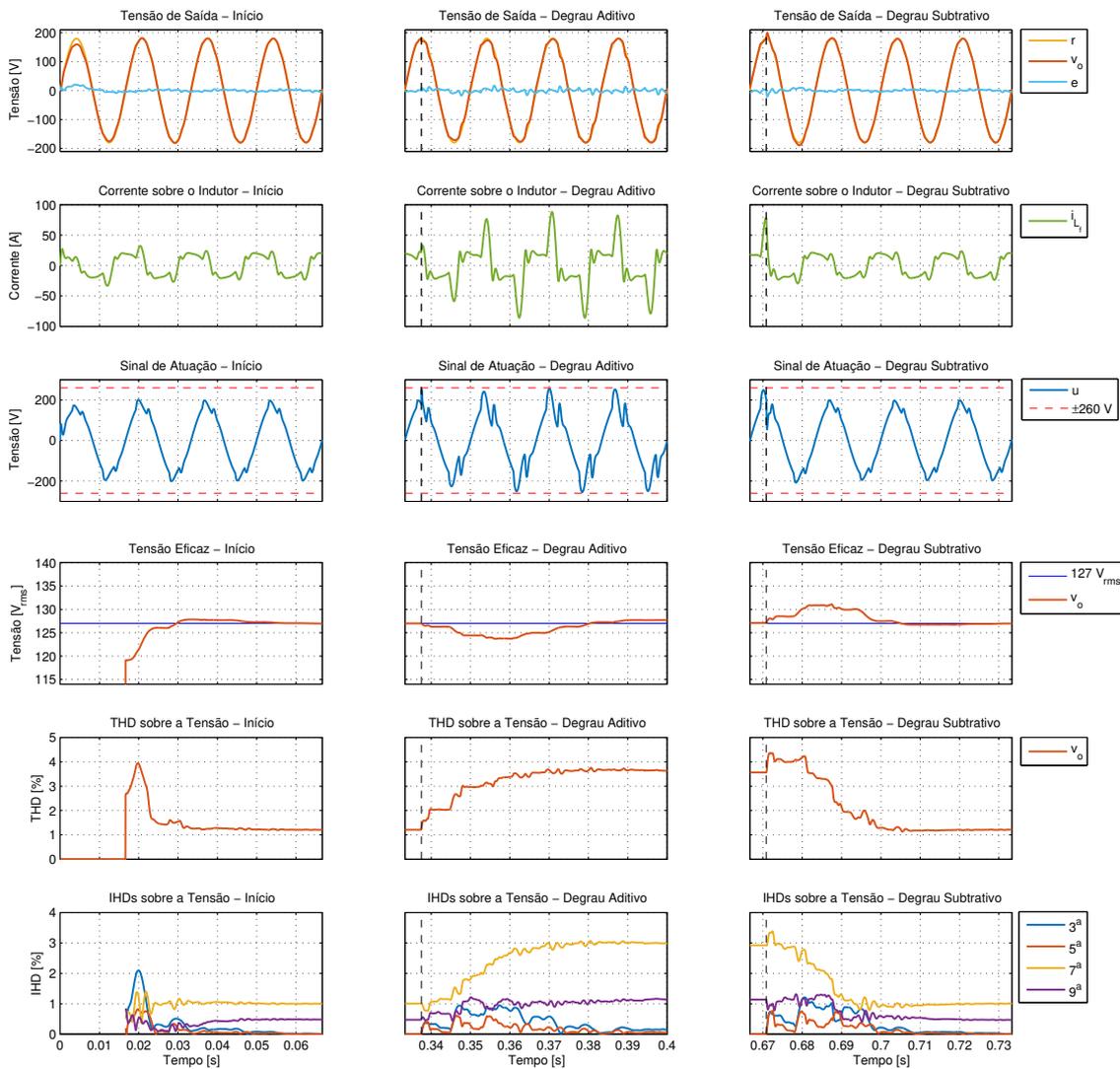
Fonte: do autor.

**Figura 25:** Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e 3ª harmônica.



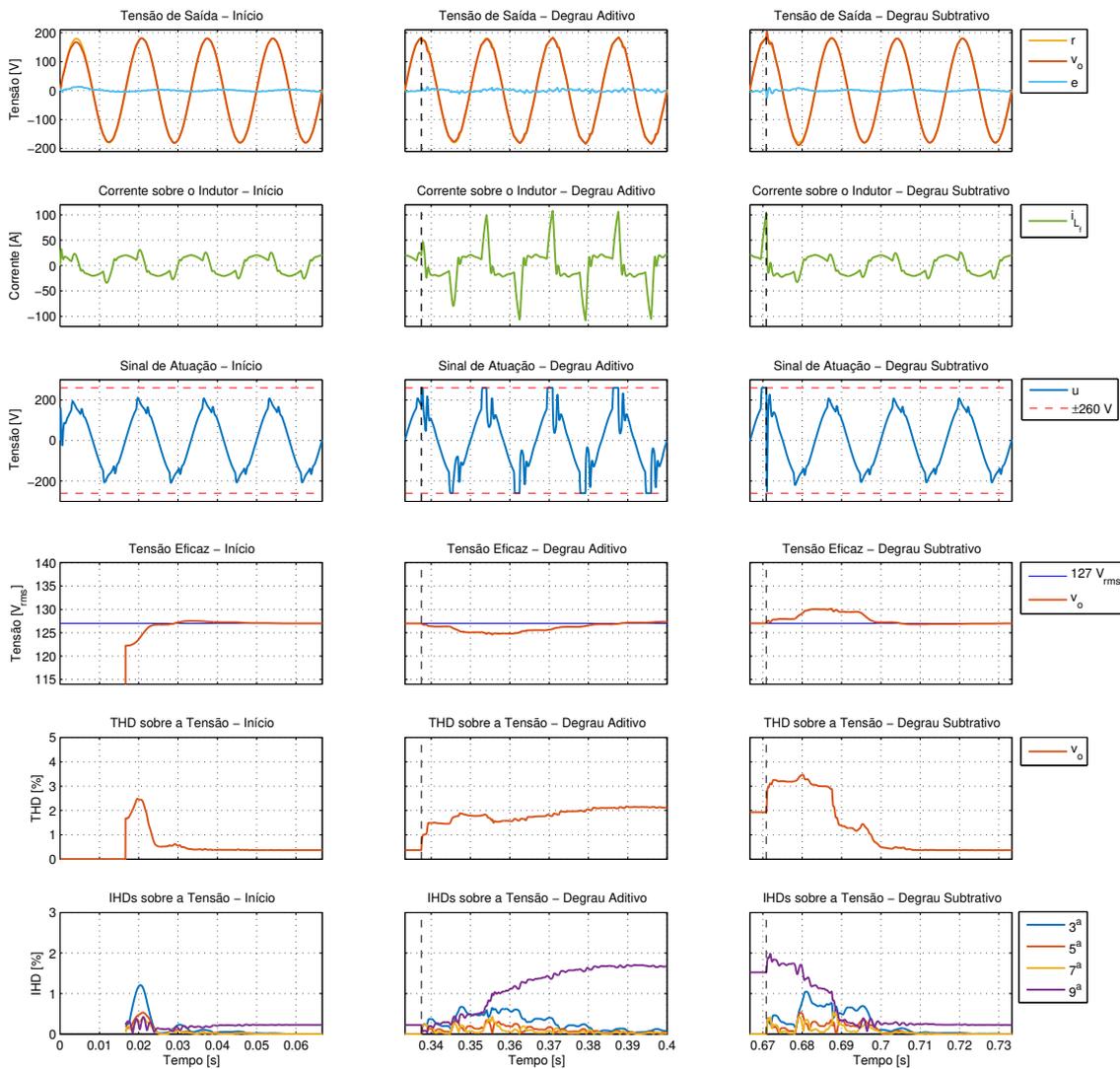
Fonte: do autor.

**Figura 26:** Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e 3ª e 5ª harmônicas.



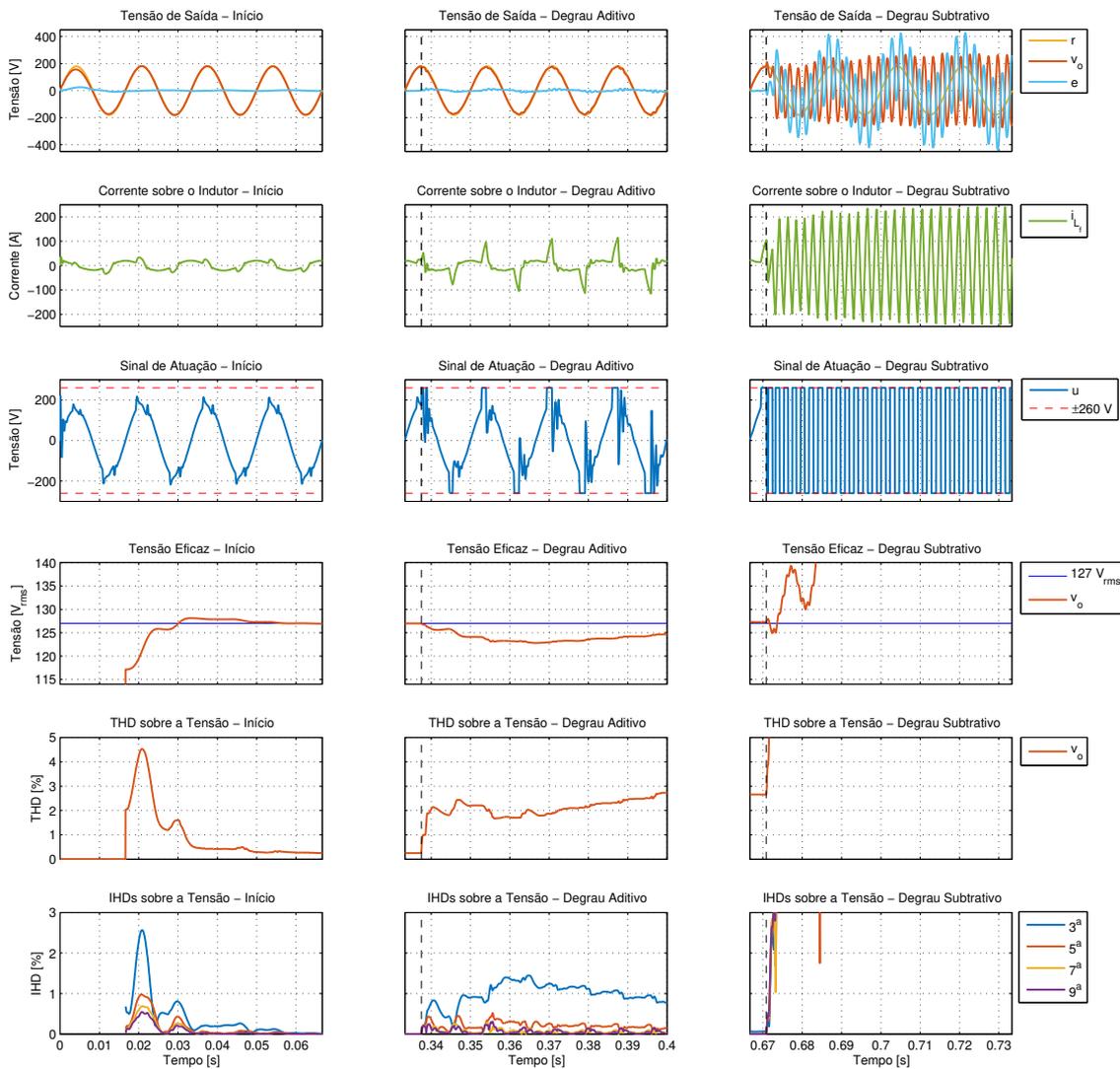
Fonte: do autor.

**Figura 27:** Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas.



Fonte: do autor.

**Figura 28:** Resposta e desempenho em regime transiente com carga não linear utilizando o controlador para a frequência fundamental e a 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 9<sup>a</sup> harmônicas.



Fonte: do autor.

## REFERÊNCIAS

- ABDEL-RAHIM, N. M.; QUAICOE, J. E. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 4, p. 532–541, 1996. DOI: 10.1109/63.506118.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de circuitos elétricos*. 5. ed. Porto Alegre, Brasil: AMGH, 2013. ISBN 978-85-8055-172-3.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST – Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica*. Brasília, Brasil, 2018.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. *Computer-controlled systems: theory and design*. 3. ed. Mineola, Estados Unidos da América: Dover, 2011. ISBN 978-0-486-48613-0.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. *Data-driven controller design: the H2 approach*. Dordrecht, Países Baixos: Springer, 2011. ISBN 978-94-007-2299-6.
- BAZANELLA, A. S.; SILVA JR, J. M. G. DA. *Sistemas de controle: princípios e métodos de projeto*. Porto Alegre, Brasil: Editora da UFRGS, 2005. ISBN 978-85-7025-849-6.
- BERTOLDI, R. *Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito aplicado a fontes ininterruptas de energia*. 2019. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica com ênfase em Controle e Automação. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/195723>>.
- CAMPI, M. C.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. M. Virtual reference feedback tuning (VRFT): a new direct approach to the design of feedback controllers. In: PROCEEDINGS of the 39th IEEE Conference on Decision and Control. Sydney, Australia: IEEE, 2000. p. 623–629. DOI: 10.1109/CDC.2000.912835.
- CHEN, C.-T. *Linear system theory and design*. 3. ed. Nova Iorque, Estados Unidos da América: Oxford University Press, 1999. ISBN 0-19-511777-8.
- CORLETA, A. V. E. *Ajuste de controladores para UPS pelo método VRFT*. 2015. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Trabalho de Conclusão de Graduação em Engenharia Elétrica. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/135014>>.
- CORLETA, A. V. E. et al. Data-driven control design applied to uninterruptible power supplies. In: 2016 IEEE Conference on Control Applications (CCA). Buenos Aires, Argentina: IEEE, 2016. p. 1312–1317. DOI: 10.1109/CCA.2016.7587988.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern control systems*. 12. ed. Upper Saddle River, Estados Unidos da América: Prentice Hall, 2011. ISBN 978-0-13-602458-3.

- ESCOBAR, G. et al. Repetitive-Based Controller for a UPS Inverter to Compensate Unbalance and Harmonic Distortion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 504–510, 2007. DOI: 10.1109/TIE.2006.888803.
- FINN, S. D. A high performance inverter technology, architecture and applications. In: PROCEEDINGS Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. San Diego, Estados Unidos da América: IEEE, 1993. p. 556–560. DOI: 10.1109/APEC.1993.290718.
- FLORES, J. V. *Projeto de controladores para o seguimento de referências periódicas em sistemas com atuadores saturantes*. 2012. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica com ênfase em Controle e Automação. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/55440>>.
- HAYKIN, S.; VAN VEEN, B. D. *Sinais e sistemas*. Porto Alegre, Brasil: Bookman, 2001. ISBN 978-85-7307-741-4.
- ISO/IEC 62040-3. *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*. Genebra, Suíça, 2011.
- JUNG, S.-L.; TZOU, Y.-Y. Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 4, p. 567–577, 1996. DOI: 10.1109/63.506122.
- KEIEL, G. *Projeto em tempo discreto de controladores ressonantes aplicados a fontes ininterruptas de energia*. 2017. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica com ênfase em Controle e Automação. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/157861>>.
- KEIEL, G. et al. Affine discretization methods for the digital resonant control of uninterruptible power supplies. *Journal of the Franklin Institute*, v. 356, n. 15, p. 8646–8664, 2019. DOI: 10.1016/j.jfranklin.2019.08.037.
- KREYSZIG, E. *Matemática superior para engenharia*. 9. ed. Rio de Janeiro, Brasil: LTC, 2014. v. 2. ISBN 978-85-216-1644-3.
- LECCHINI, A.; CAMPI, M. C.; SAVARESI, S. M. Virtual reference feedback tuning for two degree of freedom controllers. In: 2001 European Control Conference (ECC). Porto, Portugal: IEEE, 2001. p. 2416–2421. DOI: 10.23919/ECC.2001.7076288.
- LOH, P. C. et al. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 5, p. 1176–1185, 2003. DOI: 10.1109/TPEL.2003.816199.
- LORENZINI, C. *Controladores ressonantes-repetitivos em sistemas ininterruptos de energia*. 2013. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Trabalho de Conclusão de Graduação em Engenharia Elétrica. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/96215>>.
- LORENZINI, C. *Desenvolvimento de um controlador ressonante-repetitivo aplicado a fontes de energia*. 2015. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica com ênfase em Controle e Automação. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/132640>>.

- LORENZINI, C. *Método generalizado da oscilação forçada para sintonia de controladores proporcional-integral-derivativo e proporcional-múltiplos-ressonantes*. 2019. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica com ênfase em Controle e Automação. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/204400>>.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. 5. ed. São Paulo, Brasil: Prentice Hall, 2010. ISBN 978-85-7605-810-6.
- PARK, S.-J. et al. A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 831–843, 2003. DOI: 10.1109/TPEL.2003.810837.
- 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. DOI: 10.1109/TIE.2013.2259781.
- RAMOS, B. M. *Aplicação do método VRFT na sintonia de controladores para fontes ininterruptas de energia*. 2020. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Trabalho de Conclusão de Graduação em Engenharia de Controle e Automação. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/217360>>.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits, and applications*. 3. ed. Burlington, Estados Unidos da América: Elsevier, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5.
- REMES, C. L. et al. Virtual reference feedback tuning applied to cascade control. *IET Control Theory & Applications*, Institution of Engineering and Technology, v. 14, n. 20, p. 3738–3746, 2020. DOI: 10.1049/iet-cta.2020.0620.
- RYAN, M. J.; BRUMSICKLE, W. E.; LORENZ, R. D. Control topology options for single-phase UPS inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 493–501, 1997. DOI: 10.1109/28.568015.
- SCHILDT, A. N. *Síntese de controladores ressonantes baseado em dados aplicado a fontes ininterruptas de energia*. 2014. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica com ênfase em Controle e Automação. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/109164>>.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, IEE, Londres, Inglaterra, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006. DOI: 10.1049/ip-epa:20060008.
- TIMBUS, A. et al. Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 654–664, 2009. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2012527.
- UTKIN, V. I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, n. 1, p. 23–36, 1993. DOI: 10.1109/41.184818.
- WILLMANN, G. et al. Multiple-Loop H-Infinity Control Design for Uninterruptible Power Supplies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, p. 1591–1602, 2007. DOI: 10.1109/TIE.2007.894721.