

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

**BRUNA MARY RAMOS**

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VRFT NA  
SINTONIA DE CONTROLADORES  
PARA FONTES ININTERRUPTAS DE  
ENERGIA**

Porto Alegre  
2020

**BRUNA MARY RAMOS**

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VRFT NA  
SINTONIA DE CONTROLADORES  
PARA FONTES ININTERRUPTAS DE  
ENERGIA**

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

ORIENTADORA: Prof<sup>ª</sup>. Dr<sup>ª</sup>. Lucíola Campes-  
trini

Porto Alegre  
2020

**BRUNA MARY RAMOS**

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VRFT NA  
SINTONIA DE CONTROLADORES  
PARA FONTES ININTERRUPTAS DE  
ENERGIA**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina de TCC do curso *Eng. de Controle e Automação* e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientadora: \_\_\_\_\_  
Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Lucíola Campestrini, UFRGS  
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, UFRGS  
Doutor pela Universidade de Newcastle – Austrália

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

Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Lucíola Campestrini, UFRGS  
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, RS

---

Marcelo Götz  
Coordenador de curso  
Eng. de Controle e Automação

Porto Alegre, novembro de 2020.

## RESUMO

*Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) é um método de controle baseado em dados não interativo que otimiza um critério de seguimento de referência utilizando um conjunto de dados coletados do processo. O presente trabalho propõe um método VRFT adaptado para uso em estruturas de controle em cascata. Será utilizado como planta alvo um inversor de frequência presente no estágio de saída de um sistema UPS para avaliar o método VRFT proposto. O sistema de controle em cascata aqui considerado contém um controlador proporcional-ressonante na malha externa e um ganho proporcional na malha interna. O presente trabalho se baseia em fundamentos estabelecidos no trabalho (CORLETA, 2015), onde o projetista define 2 modelos de referência, um para definir o comportamento desejado em malha interna e outro para malha externa. Devido a isso, são realizados 2 experimentos em malha aberta na planta para sintonizar um controlador por conjunto de dados experimentais. O método do presente trabalho utiliza somente um modelo de referência  $T_d(z)$ , que teoricamente representa o comportamento desejado do sistema em malha fechada com o controlador sintonizado, incluindo o comportamento do laço interno de realimentação. Isso significa na prática que os parâmetros de ambos os controladores são identificados simultaneamente. Para aplicação do método, o presente trabalho realiza somente um experimento em malha aberta com a planta para coletar os dados usado para sintonizar os controladores. A metodologia apresentada neste trabalho foi comparada com a metodologia proposta em (CORLETA, 2015). Um ambiente simulado em processo de co-simulação com Matlab/Simulink e PSIM foi utilizado para aquisição dos dados e validação de ambos os métodos. Os resultados encontrados mostram que ambos os métodos são efetivos na sintonia dos controladores do sistema de controle em cascata, pois os sistemas em malha fechada obtidos cumprem com as exigências de desempenho prevista na norma IEC 62040-3 considerando uma faixa de polos de  $T_d(z)$ .

**Palavras-chave:** Fontes ininterruptas de energia, Controlador Ressonante, Controle Baseado em Dados, VRFT.

## ABSTRACT

Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) is a data-driven control non-interactive method that optimizes the response of a closed-loop system to reference tracking using the output data acquired from the plant to be controlled. This work proposes a modified VRFT method applied to cascade control structures. The work uses the frequency inverter of the output stage from an UPS system to evaluate the proposed VRFT method. The cascade control loop considered in this work has a proportional-resonant controller in the outer loop and a proportional gain in the feedback loop. This work is based on foundations established on (CORLETA, 2015), where the designer defines 2 reference models, one defining the closed-loop behavior for the outer loop and one for the inner loop. Because of this, 2 open loop experiments are performed with the plant to tune one controller per data set acquired. The methodology proposed in this work uses a single reference model  $T_d(z)$ , which theoretically represents the behavior of the system in closed-loop with the identified controller, including the inner loop feedback. Which means that the parameters of both controllers are identified simultaneously. To apply the proposed method, this work performs only one open loop experiment to identify the parameters from the outer loop controller and the feedback gain. The proposed methodology was compared with the one from (CORLETA, 2015). A simulated environment in co-simulation between Matlab/Simunk and PSIM is used to acquire the data and verify the results for both methods. The results show that both methods are effective to tune the controllers in the cascade loop, since the closed-loop system complies with the performance requirement from IEC 62040-3 standard for a range of  $T_d(z)$  pole placement.

**Keywords: Uninterruptible Power Supplies, Resonant Controllers, Data-Driven Control, VRFT.**

# SUMÁRIO

|   |    |
|---|----|
| <b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES</b>                                   | 6  |
| <b>LISTA DE TABELAS</b>                                       | 8  |
| <b>LISTA DE ABREVIATURAS</b>                                  | 9  |
| <b>1 INTRODUÇÃO</b>   | 10 |
| <b>2 REVISÃO DA LITERATURA</b>                                | 13 |
| <b>2.1 Sistema UPS</b>  | 13 |
| 2.1.1 Topologias  | 13 |
| 2.1.2 Modelagem   | 14 |
| 2.1.3 Normas Aplicadas à UPS                                  | 15 |
| <b>2.2 Controle de sistemas UPS</b>                           | 18 |
| 2.2.1 Critério de Otimização                                  | 18 |
| 2.2.2 Estrutura de Controle                                   | 18 |
| 2.2.3 Escolha do Modelo de Referência                         | 20 |
| <b>3 METODOLOGIA</b>  | 24 |
| <b>3.1 Adaptação do método VRFT</b>                           | 24 |
| <b>3.2 Especificação Ambiente Simulado</b>                    | 26 |
| 3.2.1 Parâmetros do sistema                                   | 26 |
| 3.2.2 Ambiente Simulado                                       | 27 |
| <b>3.3 Informações do Experimento</b>                         | 28 |
| <b>4 RESULTADOS</b>   | 31 |
| <b>4.1 Aquisição dos dados</b>                                | 31 |
| <b>4.2 Comparação quanto aos parâmetros dos controladores</b> | 32 |
| <b>4.3 Comparação quanto ao seguimento de referência</b>      | 33 |
| <b>4.4 Comparação quanto ao atendimento à norma</b>           | 36 |
| 4.4.1 Resultados para polos em 0,75                           | 36 |
| 4.4.2 Resultados para polos em 0,90                           | 39 |
| <b>4.5 Comentários finais</b>                                 | 42 |
| <b>5 CONCLUSÃO</b>  | 44 |
| <b>6 TRABALHOS FUTUROS</b>                                    | 45 |
| <b>REFERÊNCIAS</b>  | 46 |

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

|    |  |    |
|----|--|----|
| 1  | Modo de operação para UPS de topologia <i>online</i> . . . . .   | 14 |
| 2  | Diagrama esquemático do estágio de saída da UPS. . . . .   | 14 |
| 3  | Desempenho dinâmico de saída aceito para cargas críticas sensíveis<br>(Perfil 1). . . . .  | 17 |
| 4  | Ilustração da estrutura de controle utilizada no trabalho. . . . .   | 19 |
| 5  | Diagrama para análise da contribuição de módulo e fase. . . . .  | 21 |
| 6  | Comparação dos diagramas de bode de $T_d(z)$ ao variar seus polos. . .   | 22 |
| 7  | Comparação da resposta transitória de $T_d(z)$ ao variar seus polos. . .   | 23 |
| 8  | Detalhe da comparação da resposta transitória de $T_d(z)$ ao variar seus<br>polos. . . . .   | 23 |
| 9  | Diagrama do método VRFT expandido aplicado no trabalho. . . . .  | 25 |
| 10 | Modelo de simulação do circuito de potência no PSIM. . . . .   | 27 |
| 11 | Ambiente de simulação Matlab/Simulink. . . . .   | 28 |
| 12 | Sinal de excitação propostos. . . . .  | 29 |
| 13 | Sinais de entrada e saída adquiridos em simulação. . . . .   | 31 |
| 14 | Diagramas de bode dos controladores sintonizados com o método de<br>(CORLETA, 2015) e com método do presente trabalho. . . . .   | 32 |
| 15 | Valores de ganho de corrente obtidos em função da localização do<br>polo da $T_d(z)$ . . . . .   | 33 |
| 16 | Sinal de saída e sinal de tensão para o caso sub-amortecido, polos de<br>$T_d(z)$ em 0,60. . . . .   | 33 |
| 17 | Comparação dos sinais de saída em tensão ao variar os polos de $T_d(z)$ . .  | 34 |
| 18 | Comparação dos sinais de erro de tensão de saída com controladores<br>obtidos através do método do presente trabalho. . . . .  | 35 |
| 19 | Comparação dos sinais de erro de tensão de saída com controladores<br>obtidos através do método do trabalho (CORLETA, 2015). . . . .   | 36 |
| 20 | Tensão RMS de saída durante experimento de variação da carga li-<br>near para sistema em malha fechado relacionado com o método do<br>presente trabalho e com polos de $T_d(z)$ em 0,75. . . . . | 37 |
| 21 | Sinal de controle durante teste de degrau de carga linear com sistema<br>em malha fechada relacionado com os polos de $T_d(z)$ em 0,75. . . . .  | 38 |
| 22 | Perfil de tolerância da tensão de saída do sistema com o e degrau<br>aditivo e subtrativo de carga linear para controlador obtido para polo<br>de $T_d(z)$ em 0,75. . . . .                      | 39 |
| 23 | Tensão RMS de saída durante experimento de variação da carga li-<br>near para sistema em malha fechado relacionado com o método de<br>(CORLETA, 2015) e com polos de $T_d(z)$ em 0,90. . . . .   | 40 |

|    |  |    |
|----|--|----|
| 24 | Sinal de controle durante teste de degrau de carga linear com sistema em malha fechada relacionado com os polos de $T_d(z)$ em 0,90. . . . .             | 40 |
| 26 | Perfil de tolerância da tensão de saída do sistema para teste com degraus de carga linear para controlador obtido para polo de $T_d(z)$ em 0,90. . . . . | 41 |



## LISTA DE TABELAS

|    |   |    |
|----|---|----|
| 1  | Níveis de tensão admissíveis por componente harmônica em redes de baixa tensão. . . . .                             | 16 |
| 2  | Valores utilizado para carga linear e carga não linear. . . . .   | 26 |
| 3  | Parâmetros do sistema UPS. . . . .  | 27 |
| 4  | Comparação entre métodos quanto a parâmetros dos controladores. . .   | 32 |
| 5  | Comparação dos valores de custo. . . . .  | 35 |
| 6  | Faixa de polos de $T_d(z)$ que geram sistemas em malha fechada que atendem a norma. . . . .                         | 36 |
| 7  | Ganhos dos controladores para polos de $T_d(z)$ em 0,75. . . . .  | 37 |
| 8  | Parâmetros da norma com 100% da carga linear para controladores sintonizados com polos de $T_d(z)$ em 0,75. . . . . | 38 |
| 9  | Ganhos dos controladores para polos de $T_d(z)$ em 0,90. . . . .  | 39 |
| 10 | Parâmetros da norma com 100% da carga linear para controladores sintonizados com polos de $T_d(z)$ em 0,90. . . . . | 41 |

## LISTA DE ABREVIATURAS

|      |   |
|------|---|
| ANSI | <i>American National Standards Institute</i>                            |
| AC   | <i>Alternating Current</i>  |
| CA   | <i>Corrente Alternada</i>   |
| DC   | <i>Direct Current</i>   |
| IEC  | <i>International Electrotechnical Commission</i>                        |
| IEEE | <i>Institute Of Electrical and Electronic Engineer</i>                  |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>                                |
| IHD  | <i>Individual Hamonical Distortion</i>                                  |
| NBR  | Norma Brasileira aprovada pela Associação Brasileira de Normas Técnicas |
| PMI  | Princípio do modelo interno   |
| PWM  | <i>Pulse width modulation</i>   |
| RMS  | <i>Root Mean Square</i>   |
| THD  | <i>Total Harmonic Distortion</i>  |
| UPS  | <i>Uninterruptible Power Supply</i>                                     |
| VR   | <i>Voltage Regulation</i>   |
| VRFT | <i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>                                |

# 1 INTRODUÇÃO

Os possíveis distúrbios na transmissão de energia elétrica incluem impulsos, ruídos, transientes, alterações na forma de onda, mudanças na frequência ou alterações de fase durante a sincronização da operação. Qualquer desvio significativo dos parâmetros normais de potência pode causar dano a equipamentos eletrônico sensíveis, dependendo de especificidades da sua aplicação (ANSI/IEEE, 1995). As fontes ininterruptas de energia, também conhecidas pelo termo em inglês *Uninterruptible Power Supply* (UPS), são sistemas comumente usados para prover energia de qualidade de forma ininterrupta para esses equipamentos sensíveis, tais como servidores de armazenamento de dados, sistemas de emergência, bombas, equipamentos de comunicação e sistemas de suporte médico.

Geralmente, um sistema UPS ideal deve ser capaz tanto de fornecer energia ininterrupta quanto prover o condicionamento de energia necessário para a carga. Em caso de falhas na transmissão de energia elétrica, uma UPS deve prover energia auxiliar permitindo desligamento controlado do equipamento ou alimentar a carga até um gerador assumir o suprimento de energia. Já em caso de flutuações na tensão e na frequência do sinal da rede elétrica, um sistema UPS permite filtrar, regular, e condicionar a potência provida ao sistema para manter a carga alimentada, além de poder ser utilizado também para isolar a carga da fonte primária de energia. Dessa forma, as principais funcionalidades do sistema são: saída regulada e estável de tensão senoidal com baixa distorção harmônica total (em inglês, *Total Harmonic Distortion* – THD), eficiência e baixa latência na troca do modo de funcionamento garantindo que não haverá interrupção na alimentação da carga.

Uma UPS é composta basicamente por três estágios: retificador de tensão na entrada, um banco de baterias e um inversor de frequência. Inversores são amplamente utilizados em aplicações de conversão de energia e possuem dispositivos ativos de chaveamento tais como transistores bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated-Gate Bipolar Transistor*- IGBT) ou tiristores comutáveis por porta integrada (do inglês, *Integrated Gate-Commutated Thyristor* - IGCT). Nessas aplicações o chaveamento é usualmente realizado via modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* - PWM) e necessita sintetizar uma onda senoidal com amplitude e frequência específica em sua saída, independente do tipo de carga conectada. Para garantir a qualidade do sinal de saída, o controle em sistemas UPS é aplicado sobre o inversor de frequência e deve garantir que a saída de tensão siga a referência periódica de entrada com bom desempenho dinâmico e mantendo o sinal da saída em níveis aceitáveis de características tais como o valor eficaz da tensão de saída e o baixo valor de THD, independente de alterações que possam ocorrer na entrada ou alterações abruptas na carga conectada.

De um ponto de vista teórico, a melhor solução para seguimento de referência é obtida através do uso de controladores baseados no Princípio do Modelo Interno (PMI) (FRANCIS; WONHAM, 1976). O PMI afirma que o seguimento de referência ou rejeição de

distúrbios é garantido, dado que o sistema em malha fechada é assintoticamente estável e o controlador (ou a planta a ser controlada) contém os modos instáveis ou marginalmente estáveis que descrevem o sinal de referência e/ou o sinal de perturbação. Dessa forma ao considerar o seguimento de referências periódicas, os sinais de interesse podem ser descritos como uma soma de senoides através de sua representação em série de Fourier. Assim, o PMI se verifica com a introdução de um controlador contendo os modos correspondentes às harmônicas do sinal desejado incorporado em seu modelo matemático.

Baseado no PMI, o controlador proporcional-ressonante foram aplicados com resultados satisfatórios em diversas aplicações de conversão de energia tais como UPS ((SCHILDT, 2014), (CORLETA, 2015), (CORLETA et al., 2016), (CARBALLO et al., 2016)), geração de energia ((MIRHOSSEINI et al., 2016), (CÁRDENAS et al., 2016), (TISCHER et al., 2017)) e carros elétricos ((WANG et al., 2017)). Este tipo de controlador provê um ganho infinito na frequência definida em projeto, de modo a garantir seguimento de referência e/ou rejeição de distúrbios de sinais senoidais na frequência especificada. Em aplicações de conversão de energia, onde componentes harmônicos são produzidos quando a carga conectada ao sistema for não linear, um conjunto de controladores ressonantes pode ser utilizado ao definir a frequência de cada controlador de modo a filtrar as componentes harmônicas mais relevantes. Tais controladores são apresentados nos trabalhos (PEREIRA et al., 2014) e (BERTOLDI, 2019).

Sistemas UPS geralmente possuem um filtro LC a fim de filtrar o sinal de saída do inversor de frequência e evitar espalhamento de espectro. Entretanto, um circuito ideal LC é suscetível à ressonâncias causadas pelos componentes harmônicos gerados pelo chaveamento PWM do inversor de frequência (MONFARED; GOLESTAN; GUERRERO, 2013). Para mitigar os distúrbios provenientes do chaveamento PWM, é utilizada uma realimentação de corrente para criar uma estrutura de controle em cascata, onde se adiciona um ganho na malha interna visando melhorar o desempenho dinâmico e a estabilidade geral do sistema.

Dentre as diversas metodologias para sintonia de controladores, o presente trabalho irá focar nas metodologias de controle baseado em dados. Tais métodos não se baseiam no conhecimento detalhado do modelo do processo a ser controlado ou na necessidade de determinar livremente a função de transferência do controlador. Ao invés disso, os métodos utilizam um conjunto de dados de entrada e saída, coletados diretamente do processo, a fim de ajustar os parâmetros numéricos do controlador. A função de transferência do controlador em questão pertence a uma estrutura fixa previamente definida, visando obter resposta em malha fechada o mais próxima possível do desempenho estipulado em projeto (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Nos métodos baseados em dados a sintonia dos controladores se relaciona com a otimização de uma função objetivo, com as características dos dados experimentais e com o método aplicado para realizar a otimização. Dentre as metodologias de sintonia baseada em dados temos as metodologias iterativas, que usualmente precisam de diversos experimentos para sintonizar o controlador, e os métodos “*one-shot*”, ou seja, utilizam somente um conjunto único de dados de entrada/saída da planta para sintonia do controlador. O método “*one-shot*” *Virtual Reference Feedback* (VRFT), apresentado em (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002), minimiza uma função de custo quadrática baseado no seguimento de referência utilizando um modelo de referência que determina o desempenho desejado do sistema em malha fechada. Tal método demanda de baixa complexidade computacional para obter resultados.

O presente trabalho se assemelha aos trabalhos (SCHILDT, 2014) e (CORLETA, 2015)

que, assim como outros trabalhos aqui citados, utilizam uma estrutura de controle em cascata com um controlador proporcional-ressonante regulando a malha externa e com um ganho proporcional na malha interna, visando melhorar o desempenho dinâmico do sistema. Tais trabalhos, assim como o presente, utilizam o método VRFT para sintonia do controlador proporcional-ressonante. Porém destaca-se que a diferença entre os trabalhos recém citados e o presente trabalho é o método de sintonia do controlador proporcional pertencente a malha interna.

Enquanto o trabalho (SCHILDT, 2014) propõe o uso de método empírico para sintonia do controlador proporcional utilizando vários experimentos em malha aberta, a metodologia apresentada em (CORLETA, 2015) propõe a sintonia do controlador proporcional usando uma adaptação do método VRFT. A metodologia de (CORLETA, 2015) necessita de 2 modelos de referência: um para sintonia do controlador da malha externa e outro para malha interna. Devido a isso, a sintonia dos controladores é realizada através de dois ensaios, sendo o primeiro ensaio realizado em com corrente e tensão em malha aberta para determinar o ganho do controlador proporcional e um segundo ensaio, este realizado com a corrente em malha fechada, para sintonizar o controlador proporcional-ressonante.

O presente trabalho propõe o uso do método VRFT adaptado para sintonia de ambos os controladores, proporcional-ressonante e proporcional, simultaneamente. Dessa forma é utilizado um único modelo de referência, o que permite a realização de somente um único experimento sobre a planta a ser controlada. Os controladores sintonizados foram aplicados em malha fechada com o inversor monofásico da UPS em um esquema de controle em cascata. Será utilizado um ambiente de simulação para aplicação no método em um processo de co-simulação entre Matlab/Simulink e PSIM. O desempenho do sistema em malha fechada será avaliado quando a critérios de seguimento de referência e conforme as especificações da norma IEC 62040-3.

O texto se divide nos seguintes capítulos: o Capítulo 2 contém a base teórica que suporta o presente trabalho. Tal capítulo apresenta a topologia do sistema UPS utilizado no presente trabalho, junto com uma breve explicação de seu modelo matemático e as diretrizes da norma IEC 62040-3 com base na qual é avaliado o desempenho do sistema em malha fechada. A estrutura de controle utilizada neste trabalho também é apresentada no Capítulo 2, explicando de forma breve a teoria por trás dos controladores utilizados e da metodologia VRFT utilizada para a sintonia dos mesmos. No Capítulo 2.2 é apresentada a adaptação proposta para o método VRFT, o ambiente simulado utilizado para aquisição dos dados e informações para realização da simulação e o processo de validação dos resultados. O Capítulo 4 aborda os resultados obtidos em experimento simulado e foca na comparação entre o método proposto no presente trabalho e no trabalho de (CORLETA, 2015). Por fim, os capítulos 5 e 6 apresentam respectivamente as conclusões do trabalho e as propostas para trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO DA LITERATURA

### 2.1 Sistema UPS

Esta seção é dedicada a apresentar os conceitos básicos relativos a sistemas UPS. Dentre os principais tópicos aqui abordados está uma explicação da topologias do sistema UPS utilizado no presente trabalho conforme descrito na norma NBR 15014 (ABNT, 2003). Outro tópico abordado é a modelagem matemática de um sistema UPS, sendo esta modelagem utilizada para derivar o modelo de simulação utilizado para validação do sistema de controle proposto. Por fim, a seção apresenta as normas que regulam o funcionamento dos sistemas UPS e define os testes especificados em norma a fim de avaliar o desempenho mínimo do sistema.

#### 2.1.1 Topologias

A Norma NBR 15014 (ABNT, 2003) define uma nomenclatura padrão e apresenta a descrição das cinco topologias típicas de UPS que utilizam bateria como fonte de energia armazenada: *Stand-by*, Interativo convencional, Interativo ferroressonante, Interativo de simples conversão e *online* de dupla conversão.

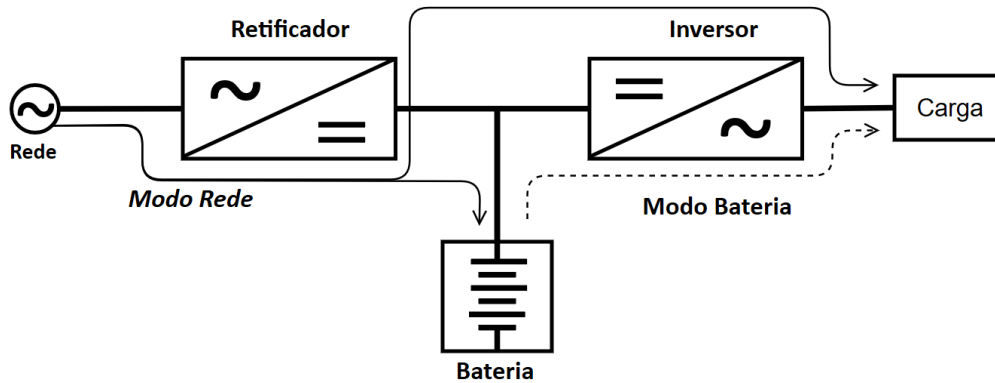
A fim de explicar o modo de operação das topologias, a norma utiliza o termo “modo rede” para o modo de operação onde a UPS utiliza a energia da rede, tensão alternada, como tensão de entrada para manter o fornecimento de energia na sua saída. Complementarmente, a norma utiliza o termo “modo bateria” para o modo de operação onde a UPS utiliza a energia armazenada das baterias para manter o fornecimento de energia na sua saída.

Nesse trabalho a planta a ser controlada é uma UPS *online* de dupla conversão com inversor monofásico com potência nominal de 3,5 kVA. A operação da topologia *online* é apresentada na Figura 1, onde a linha contínua representa o fluxo de energia no modo rede e a linha pontilhada representa o fluxo de energia no modo bateria.

No modo rede, a carga é continuamente alimentada pelo conjunto retificador/inversor. Esse processo é chamado de dupla conversão, pois o retificador converte a tensão senoidal em contínua tanto para carregar a bateria do sistema quanto para alimentar o inversor que converte novamente a tensão em senoidal para alimentar a carga. Quando as características da rede estiverem fora das faixas operacionais preestabelecidas, a UPS entra no modo bateria onde o conjunto bateria/inversor passa a alimentar a carga. No modo bateria, o inversor continua provendo energia à carga sem interrupção, considera-se nesse caso um tempo de comutação entre a modo rede e o modo bateria aproximadamente zero.

Na topologia *Online* a tensão e a frequência do sinal de saída são independentes da tensão e da frequência da rede, pois o inversor é responsável pela potência fornecida à carga durante toda operação da UPS. Essa topologia é ideal para ambientes que isola-

Figura 1: Modo de operação para UPS de topologia *online*.



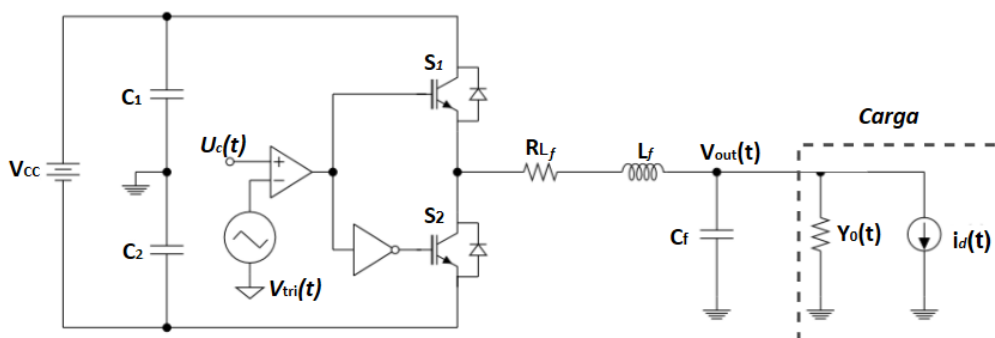
Fonte: adaptada de (ABNT, 2003).

mento elétrico é necessário devido a distúrbios frequentes na rede da concessionária ou o equipamento é sensível a pequenas flutuações da tensão de alimentação. Entretanto a maior desvantagem frente às outras topologias é a baixa eficiência, baixo fator de potência e alta THD (AAMIR et al., 2016).

### 2.1.2 Modelagem

Nesse trabalho é utilizado um sistema UPS Online de dupla conversão com inversor de frequência em topologia de meia ponte e um filtro passa-baixas LC de segunda ordem no estágio de saída. Esse esquema de UPS também é utilizado no trabalho (PEREIRA et al., 2014), de onde se derivou o modelo apresentado nessa subseção. O diagrama esquemático de tal topologia é apresentada na Figura 2.

Figura 2: Diagrama esquemático do estágio de saída da UPS.



Fonte: adaptada de (PEREIRA et al., 2014).

Considerando somente as características dinâmicas do estágio de saída da UPS, o retificador e o conjunto de baterias podem ser simplificados respectivamente através de uma fonte de tensão contínua ( $V_{CC}$ ) e dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . O conjunto desses 3 componentes é chamado de barramento de tensão contínua.

O controle do inversor é realizado por PWM do sinal de controle  $U_c(t)$ . O acionamento dos IGBTs  $S_1$  e  $S_2$  ocorre ao comparar o sinal  $U_c(t)$  com o um sinal portador ( $V_{tri}$ )

em forma de serra ou onda triangular. A partir do acionamento dos transistores é gerado o sinal de tensão descontínuo  $V_{in}$ , cujos limites máximo e mínimo são definidos por  $\pm \frac{V_{CC}}{2}$ . A alta frequência de chaveamento dos transistores acrescenta componentes harmônicos em  $V_{in}$ , sendo o filtro LC de segunda ordem responsável por filtrar estes componentes indesejados.

A carga conectada na saída da UPS é representada na Figura 2 pela conexão em paralelo de uma admitância  $Y_o(t)$  e uma fonte de corrente  $i_d(t)$ . A  $Y_o(t)$  descreve o comportamento das cargas lineares, cuja corrente tem forma de onda senoidal em fase com a tensão, e  $i_d(t)$  modela os distúrbios periódicos gerados por cargas não lineares. Os valores mínimo e máximo de admitância são conhecidos e dados pela carga nominal e carga mínima da operação a vazio da UPS, respectivamente.

### 2.1.3 Normas Aplicadas à UPS

Existem normas nacionais e internacionais que definem os requisitos mínimos de desempenho e funcionamento de sistemas UPS. No âmbito nacional, a norma NBR 15204 (ABNT, 2005) determina as características mínimas de segurança e desempenho para UPS. Entretanto a norma engloba somente UPS com saída em tensão monofásica alternada de até 250V e com potência de até 3 kVA, e a UPS utilizada para o trabalho possui potência nominal de 3,5 kVA.

Com relação as normas internacionais, pode-se citar as normas IEC 62040-3 (IEC, 2011) e ANSI/IEEE 944 (ANSI/IEEE, 1986) e que abordam práticas recomendadas para operação de uma UPS, especificam os testes estáticos e dinâmicos para avaliar o desempenho e define os requisitos mínimos a serem atendidos pela UPS. As normas englobam sistemas UPS monofásicos ou trifásicos com frequência fixa e tensão de saída alternada não excedendo 1000 V e que apresentam sistema de armazenamento de energia. Por ser uma norma mais abrangente do que a norma ANSI/IEEE Std 944, o presente trabalho utiliza a norma IEC 62040-3 como fonte de referência principal tanto na especificação dos parâmetros de desempenho do sistema, quanto nos procedimentos dos testes realizados para análise do desempenho.

#### 2.1.3.1 Norma IEC 62040-3

A norma IEC 62040-3 define os teste que devem ser executados, bem como as diretrizes para dimensionamento das cargas de referência para execução dos testes, e define também a faixa de resultado aceitável para que o sinal de saída da UPS atenda as especificações da norma.

A avaliação de desempenho estático é realizada em regime permanente ao calcular a regulação de tensão (do termo em inglês *Voltage Regulation* - VR). O critério VR permite avaliar a eficiência do sistema em prover tensão constante em torno de uma faixa de valores de cargas. Nos testes mede-se a tensão RMS (do termo em inglês *Root Mean Square*) de saída e das suas componentes fundamental e harmônicas nas condições a vazio e com 100% da carga de referência em regime permanente. As cargas de referência avaliadas pelas norma são cargas de referência lineares e cargas de referência não lineares, cujo dimensionamento é apresentado nos parágrafos subsequentes dessa seção. Para cargas lineares, o parâmetro VR é calculado através da equação:

$$VR_{Lin} = \frac{V_{sc} - V_{cl}}{V_{sc}} 100\%, \quad (1)$$

onde  $V_{sc}$  é a tensão RMS em vazio e  $V_{cl}$  é a tensão RMS com 100% da carga linear de



referência. Já para cargas não lineares deve ser utilizada:

$$VR_{nLin} = \frac{V_{sc} - V_{cnl}}{V_{sc}} 100\%, \quad (2)$$

onde  $V_{cnl}$  é a tensão RMS com 100% da carga não linear de referência. A norma admite um valor de VR, tanto  $VR_{Lin}$  e  $VR_{nLin}$ , dentro da faixa de  $\pm 10\%$  da tensão nominal com variação da frequência dentro de  $\pm 2\%$  do valor nominal. Além disso, a componente contínua da tensão de saída medida durante 10 s deve ser inferior a 0,1% do seu valor em RMS.

Com relação a forma da onda do sinal de saída de tensão, a norma afirma que a tensão de saída é considerada senoidal se possuir THD menor do que 8%. Essa condição deve ser atendida com o sistema atuando em vazio, ou com 100% da carga linear ou com 100% da carga não linear em regime permanente. Além disso, a distorção harmônica individual (do termo em inglês *Individual Harmonic Distortio* - IHD) deve estar dentro dos limites estabelecidos pela norma. Tais limites estão listados na Tabela 1.

Tabela 1: Níveis de tensão admissíveis por componente harmônica em redes de baixa tensão.

| Harmônicas ímpares<br>não múltiplas de 3 |                            | Harmônicas ímpares<br>múltiplas de 3 |                         | Harmônicas<br>pares   |                            |
|--|----------------------------|--------------------------------------|-------------------------|-----------------------|----------------------------|
| Ordem da<br>harmônica                    | Tensão<br>da componente    | Ordem<br>da harmônica                | Tensão<br>da componente | Ordem<br>da harmônica | Tensão<br>da componente    |
| n  | %                          | n                                    | %                       | n                     | %                          |
| 5  | 6                          | 3                                    | 5                       | 2                     | 2                          |
| 7  | 5                          | 9                                    | 1,5                     | 4                     | 1                          |
| 11                                       | 3,5                        | 15                                   | 0,3                     | 6                     | 0,5                        |
| 13                                       | 5                          | 21                                   | 0,2                     | 8                     | 0,5                        |
| $17 \leq n \leq 49$                      | $2,27 \frac{17}{n} - 0,27$ | $21 \leq n \leq 45$                  | 0,2                     | $10 \leq n \leq 50$   | $0,25 \frac{10}{n} - 0,25$ |

Fonte: adaptada de (IEC, 2002).

Cada componente do IHD é calculada através da razão entre o valor RMS da enésima componente harmônica ( $V_n$ ) e o valor RMS da componente fundamental ( $V_1$ ), tal como apresentado na seguinte relação:

$$IHD_n = \frac{V_n}{V_1} 100\% \quad (3)$$

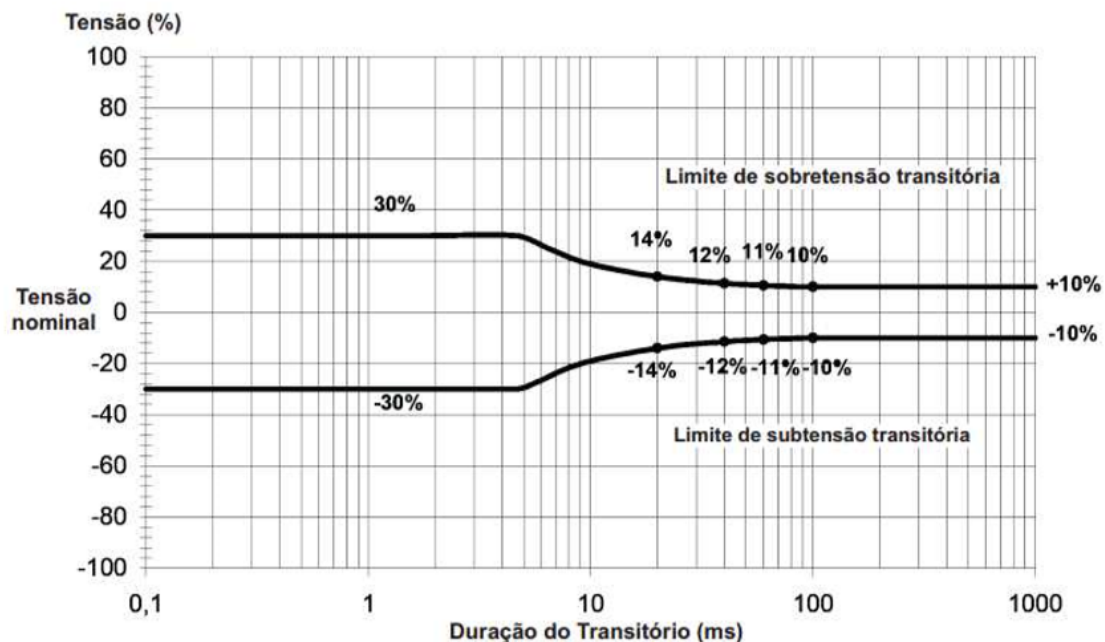
A norma avalia o desempenho dinâmico através da variação instantânea de tensão da UPS, sendo este o evento que inicia no instante da condição transitória e dura até o retorno para a condição de regime permanente. Para tal é calculado o desvio percentual transitório de tensão de saída ( $V_{dev}(t)$ ) através da relação:

$$V_{dev}(t) = \frac{V_{dis}(t) - V_{sc}(t)}{V_{sc_{pico}}} 100\%, \quad (4)$$

onde o parâmetro  $V_{dis}(t)$  é a tensão de saída RMS após a condição transitória,  $V_{sc}(t)$  é a tensão de saída RMS para condição de vazio e  $V_{sc\text{pico}}$  é o valor de pico da tensão de saída RMS na condição a vazio.

A curva  $V_{dev}(t)$  é então mapeada e analisada contra um dos perfis de desempenho estipulados pela norma. A norma provê 3 perfis de tolerância em escala logarítmica que diferenciam pelo nível de sensibilidade da carga e limitam em transitório a sobretensão e subtenção em termos de porcentagem da tensão nominal. Nesse trabalho será utilizado o Perfil 1 por ser o mais restritivo dos 3. A Figura 3 apresenta o desempenho dinâmico de saída aceito para cargas críticas sensíveis, onde há uma restrição maior com relação ao transitório, não podendo variar acima da faixa de  $\pm 30\%$  nos primeiros 10 ms e após isso a faixa permitida diminui gradualmente até atingir a faixa de  $\pm 10\%$  quando o sistema entra em regime permanente.

Figura 3: Desempenho dinâmico de saída aceito para cargas críticas sensíveis (Perfil 1).



Fonte: adaptada de (IEC, 2011).

A norma IEC 62040-3 também versa sobre o dimensionamento das cargas lineares e não lineares de referência que devem ser usadas nos testes de desempenho estático e dinâmico. Considera-se a carga linear de referência uma carga puramente resistiva projetada para dissipar a potência ativa nominal da UPS. Conforme a norma, a carga linear de referência é projetada através da razão entre o valor eficaz da tensão de saída ( $V_{RMS}$ ) e a potência ativa nominal da UPS, definida como a multiplicação da potência aparente ( $S$ ) pelo fator de potência ( $\phi$ ):

$$R_l = \frac{(V_{RMS})^2}{S \phi} \quad [\Omega] \quad (5)$$

A norma define a carga não linear como uma fonte chaveada cujo estágio de entrada é composto por um circuito retificador não controlado de onda completa com um filtro capacitivo na saída, composto pelo capacitor  $C_{nl}$  e o resistor  $R_{nl}$  em paralelo, e uma resistência de na entrada ( $R_s$ ).

Considerando fator de potência 0,7 atrasado, a carga não linear de referência é dimensionada ao calcular a  $R_s$  para dissipar 4% da potência aparente nominal e a resistência de saída ( $R_{nl}$ ) é calculada para dissipar os outros 66% restantes. Dessa forma,  $R_{nl}$  e  $R_s$  são calculadas conforme a equação abaixo:

$$R_s = \frac{0,04 (V_{RMS})^2}{S} [\Omega], \quad R_{nl} = \frac{(1,22 V_{RMS})^2}{0,66 S} [\Omega] \quad (6)$$

O capacitor  $C_{nl}$  da carga não linear é projetado para limitar o *ripple* em 5% da tensão retificada do circuito. Sendo o valor de  $R_{nl}$  já calculado e a frequência nominal  $f$  em Hz conhecida, o capacitor  $C_{nl}$  é dimensionado conforme:

$$C_{nl} = \frac{7,5}{f R_{nl}} [F] \quad (7)$$

## 2.2 Controle de sistemas UPS

### 2.2.1 Critério de Otimização

Considerando  $T(z, p)$  a função de transferência de malha fechada discreta, linear e invariante no tempo entre o sinal de referência  $r(t)$  e o sinal de saída da planta  $y(t)$ , onde  $\rho$  é um parâmetro pertencente ao controlador da malha que deve ser sintonizado. Considerando uma estrutura pré-estabelecida do sistema em malha fechada e ausência de ruído, pode-se definir um modelo de referência  $T_d(z)$ . Esse modelo representa comportamento desejado do sistema em malha fechada e sua função de transferência é definida de forma a impor objetivos de controle tais como erro nulo em regime permanente e tempo de acomodação.

Os métodos de identificação consistem em encontrar o valor de  $\rho$  que minimize a diferença entre as respostas obtidas por  $T(z)$  e  $T(z, \rho)$  para uma dada referência. Sendo assim, o objetivo é aplicar o seguinte critério de otimização:

$$\min_{\rho} J^{MR}(\rho) = \| (T(z, \rho) - T_d(z))r(t) \|_2^2 \quad (8)$$

### 2.2.2 Estrutura de Controle

A estratégia de controle sobre um sistema UPS atua sobre o inversor de frequência do sistema. O objetivo do controle é garantir o seguimento de referência de sinais periódicos com uma adequada resposta dinâmica e erro nulo em regime permanente para saída de tensão. Além disso, o controle deve manter a saída de tensão dentro dos níveis definido em norma para parâmetros como tensão RMS e THD.

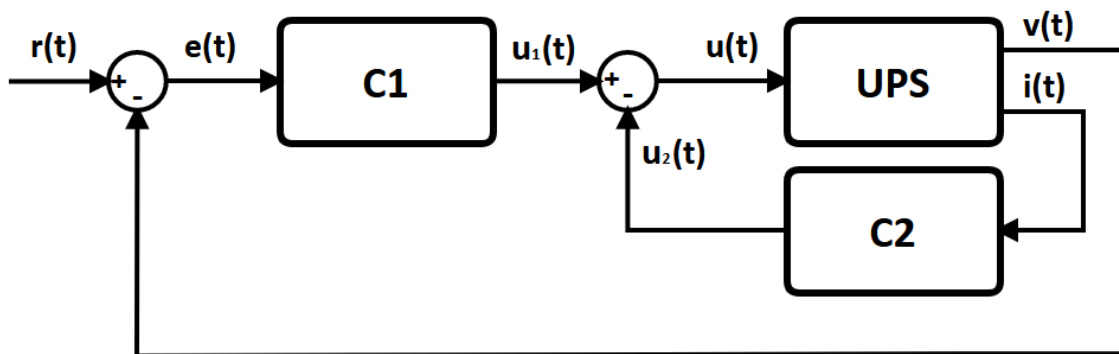
Outro fator importante no controle de inversores é a rejeição dos distúrbios harmônicos de natureza periódica ocasionados pelo chaveamento PWM do estágio de entrada da UPS ou a eventual conexão de cargas não lineares. Como visto na Seção 2.1.2, o inversor de tensão é conectado à carga AC através de um filtro LC utilizado para atenuar ruído provocado pelo chaveamento PWM.

O filtro LC ideal tem a tendência de ressonar com as frequências de chaveamento do inversor, que introduz distorções harmônica e afeta a estabilidade do sistema de modo geral (RAZI; KARBASFOROOSHAN; MONFARED, 2017). Para atenuar esse efeito, é inserida no sistema uma segunda malha de controle com realimentação de corrente. Tanto a corrente do filtro LC, do indutor ou do capacitor, ou a corrente da carga pode ser utilizada como sinal de realimentação. O uso da corrente do capacitor é geralmente utilizada para

melhor rejeição de distúrbios na corrente da carga, enquanto o uso da corrente do indutor fornece melhor performance para atenuação de ressonâncias e provê proteção de sobre tensão (LI, 2009). O trabalho de (CORLETA et al., 2016) avalia a performance do sistemas em malha fechada com e sem o uso do sinal de realimentação de corrente do indutor do filtro do estágio de saída da UPS, ambos os casos com um controlador ressonante na malha externa. O trabalho mostra que a performance no período transiente melhorou com o uso do controlador proporcional na malha interna.

No presente trabalho será utilizada a estrutura de controle em cascata apresentada na Figura 4, onde a malha externa utiliza a tensão  $v(t)$  como sinal de realimentação na malha de controle e o sinal de corrente do indutor, aqui chamado  $i(t)$ , na malha interna de realimentação. Dessa forma a malha externa segue o sinal de referência com o objetivo de eliminar o erro em regime permanente, enquanto a malha interna promove melhoria na rejeição de distúrbios.

Figura 4: Ilustração da estrutura de controle utilizada no trabalho.



Fonte: Autor.

Dado que o controlador C2 não está localizado na malha de controle, a malha interna não regula a saída de corrente com erro nulo em regime, mas aprimora a performance e estabilidade do sistema. Essa mesma estrutura foi usada também nos trabalhos (BERTOLDI, 2019), (CORLETA, 2015), (CORLETA et al., 2016), (SCHILDT, 2014), (BUENO-CONTRERAS; RAMOS; COSTA-CASTELLÓ, 2020) e (PEREIRA et al., 2014).

Para garantir o seguimento de sinais periódicos na malha externa, o presente trabalho irá utilizar o controlador proporcional-ressonante que, através do princípio do modelo interno, ajusta o valor RMS da tensão de saída do sistema. Já para malha interna, será utilizado um controlador proporcional que se comporta na malha interna como um resistor para regular o sinal de tensão.

Os controladores proporcionais possuem uma estrutura simples, onde a ação de controle aplicado a cada instante é proporcional por uma constante ( $K$ ) à amplitude do valor do sinal de entrada, na notação apresentada na Figura 4 o sinal de controle é definido por  $u_2(t) = K i(t)$ .

O controlador proporcional-ressonante se baseia no Princípio do Modelo Interno (PMI) para sinais puramente senoidais, dado que sua estrutura adiciona à malha de controle um termo que apresenta ganho teoricamente infinito na frequência que se deseja seguir e/ou rejeitar. Considerando implementação do controlador no tempo discreto e uma referência senoidal da forma  $r(z) = a \sin(\omega_o z)$ , o denominador do controlador ressonante é definido

conforme:

$$C(z) = \frac{N(z)}{z^2 - 2z \cos(w_o T_s) + 1}, \quad (9)$$

onde  $w_o$  é a frequência do sinal de entrada em  $rad/s$  e  $T_s$  é o período de amostragem. Por apresentar dois polos complexos conjugados marginalmente estáveis sobre o círculo unitário, dois zeros podem ser inseridos em  $N(z)$  para evitar problemas na garantia de estabilidade do sistema em malha fechada (PEREIRA et al., 2014). Dessa forma, a estrutura do controlador proporcional-ressonante é definida através da equação:

$$C(z) = \frac{K_2 z^2 + K_1 z + K_0}{z^2 - 2z \cos(w_o T_s) + 1}. \quad (10)$$

Se a estabilidade em malha fechada é garantida, então o controlador proporcional-ressonante garante que o sistema realimentado siga um determinado sinal de referência periódico na frequência de interesse  $w_o$  com erro nulo em regime permanente. Como pode ser visto, o controlador proporcional-ressonante possui estrutura linear nos seus parâmetros e pode ser parametrizado conforme:

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z), \quad (11)$$

onde  $\bar{C}(z)$  é o vetor com  $n$  funções de transferência racionais independente do vetor de parâmetros  $\rho$ . Os vetores são definidos conforme:

$$\bar{C}(z) = \begin{bmatrix} \frac{z^2}{z^2 - 2z \cos(w_o T_s) + 1} \\ \frac{z}{z^2 - 2z \cos(w_o T_s) + 1} \\ \frac{1}{z^2 - 2z \cos(w_o T_s) + 1} \end{bmatrix}, \quad \rho = \begin{bmatrix} K_2 \\ K_1 \\ K_0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

### 2.2.3 Escolha do Modelo de Referência

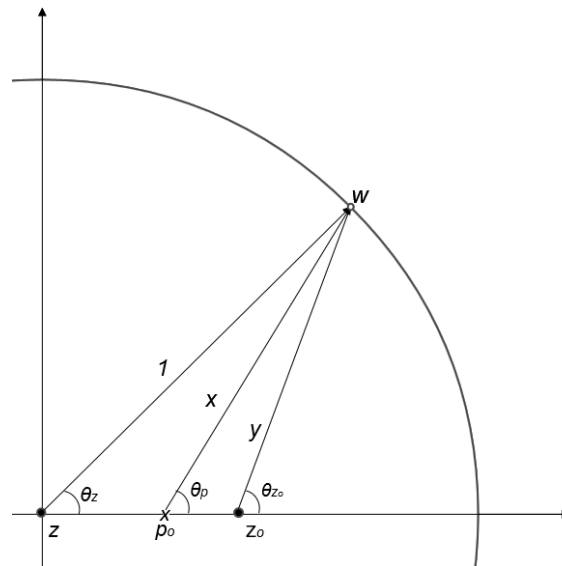
Na sintonia de controladores através do método VRFT, a escolha do modelo de referência reflete na definição da função de transferência que descreve o comportamento esperado para o sistema em malha fechada. O objetivo do algoritmo é encontrar o controlador que mantém a relação entrada/saída o mais próximo da relação definida pelo modelo de referência. Dessa forma, o modelo de referência  $T_d$  é escolhido de acordo com os critérios de desempenho desejados para o sistema em malha fechada, tais como: tempo de acomodação, máximo sobrepasso, tempo de subida.

Para o controle de um sistema UPS, o principal requisito é obter erro nulo em regime permanente dado um sinal de entrada senoidal com a frequência da rede elétrica. Dessa forma, deve-se garantir que a função de transferência de  $T_d(z)$  apresente fase nula e ganho unitário na frequência 60 Hz. Assim como nos trabalhos (CORLETA, 2015) e (CORLETA et al., 2016), neste trabalho é adotada abordagem geométrica para definição do modelo de referência. Essa abordagem é utilizada para permitir ao projetista alterar de maneira prática os parâmetros que definem o modelo de referência e assim poder aferir a alteração no desempenho do sistema em malha fechada devida a escolha do polo. A estrutura considerada para o modelo de referência possui grau relativo 1 e, por simplicidade, foram considerados polos reais com o mesmo valor. A função de transferência  $T_d(z)$  é definida através da equação:

$$T_d(z) = K \frac{z (z - z_0)^a}{(z - p_0)^b}, \quad (13)$$

onde  $a$  representa o número de zeros não nulos e  $b$  é o número de polos do modelo de referência. Considerando um círculo unitário, a Figura 5 serve de embasamento para formulação de  $T_d(z)$ , onde, os pares de valores  $x$  e  $\theta_p$  e  $y$  e  $\theta_{z_0}$  representam a contribuição de ganho e contribuição de fase de cada polo ( $p_0$ ) e de zeros ( $z_0$ ), respectivamente. O projeto de  $T_d(z)$  consiste na determinação da contribuição de ganho e de fase de cada polo e zero que compõe o modelo de forma a atingir o fase nula e ganho unitário na frequência de interesse. O método de cálculo da contribuição de cada polo e zero foi realizado com base no trabalho (CORLETA, 2015).

Figura 5: Diagrama para análise da contribuição de módulo e fase.



Fonte: Adaptado de (CORLETA, 2015).

A contribuição de ganho  $x$  de cada polo é calculada aplicando a lei dos cossenos sobre triângulo formado pelos pontos  $w$ ,  $z$  e  $p_0$ , resultado na equação:

$$x = \sqrt{(p_0)^2 + 1^2 - 2 p_0 1 \cos(\theta_z)}, \quad (14)$$

onde que  $\theta_z = 2\pi f T_s$  sendo  $f$  a frequência desejada 60 Hz e  $T_s$  é o período de amostragem. A contribuição de fase de cada polo é calculada aplicando a lei dos cossenos no mesmo triângulo  $w$ -  $z$  -  $p_0$  e isolando  $\theta_{p_0}$  conforme:

$$1^2 = x^2 + p_0^2 - 2 x p_0 \cos(\pi - \theta_{p_0})$$

$$\theta_{p_0} = \pi - \arccos\left(\frac{1^2 - x^2 - p_0^2}{-2 x p_0}\right) \quad (15)$$

Para determinação da contribuição de ganho de cada zero é aplicada a lei dos cossenos sobre triângulo formado pelos pontos  $w$ ,  $z$  and  $z_0$ , resultado na equação:

$$y = \sqrt{(1)^2 + (z_0)^2 - 2 z_0 1 \cos(\theta_z)}, \quad (16)$$

onde  $z_0$  é definido através da lei dos senos aplicado no triângulo  $w$ -  $z$  -  $z_0$ , obtendo a relação:

$$z_0 = \frac{\sin(\theta_{z_0} - \theta_z)}{\sin(\pi - \theta_{z_0})} \quad (17)$$

Considerando a estrutura de  $T_d(z)$  definida por (13), para garantir fase nula  $\theta_{z_0}$  deve ser definido através da equação:

$$\theta_{z_0} = \frac{b\theta_p - \theta_z}{a} \quad (18)$$

Por fim o ganho unitário é garantido através da razão:

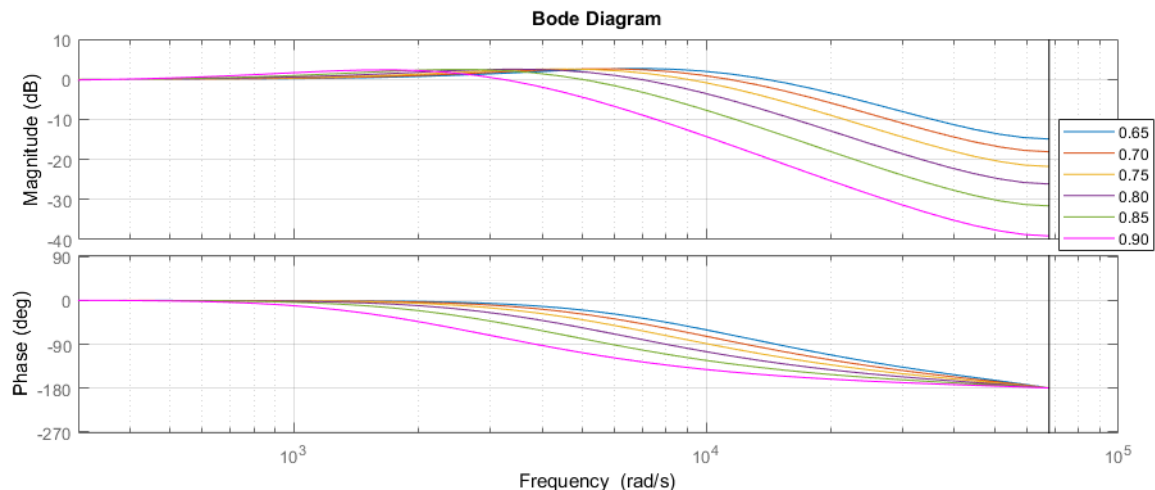
$$K = \frac{x^b}{y^a} \quad (19)$$

Nessa abordagem as quantidades de polos e de zeros que contribuem com ganho (representados respectivamente por  $b$  e  $a$  na Equação 13) podem ser escolhidas livremente, bem como também pode ser escolhido o valor dos polos em  $p_0$ . No tempo contínuo, o sistema apresentado na Subseção 2.1.2 quando colocado em malha fechada com um controlador proporcional-ressonante possui 4 polos e 2 zeros. Dessa forma o modelo de referência será definido com 4 polos e 3 zeros para manter o grau relativo 1 no tempo discreto. Considerando um modelo da Equação 13 com os quatro polos em  $p_0 = 0,8$  e  $T_s = \frac{1}{21600}$  s, o modelo obtido através dessa abordagem é:

$$T_d(z) = \frac{0,1444z^3 - 0,2584z^2 + 0,1156z}{z^4 - 3,2z^3 + 3,84z^2 - 2,048z + 0,4096} \quad (20)$$

A Figura 6 apresenta os diagramas de bode dos modelos de referência  $T_d(z)$  com  $b = 4$  e  $a = 2$  obtidos ao variar a posição do polo  $p_0$  de 0,65 até 0,90 com passo de 0,05. Todos os casos apresentam atenuação desprezível para frequência  $2\pi 60$  rad/s. Pode-se notar que os polos mais próximos do círculo unitário apresentam pico em frequências mais baixas quando comparado com polos menores. O que por um lado é positivo pois permite rejeitar altas frequências, sejam elas provenientes do ruído ou de harmônicas geradas no estágio de saída da UPS, todavia estes polos mais altos implicam resposta transitória mais lenta.

Figura 6: Comparação dos diagramas de bode de  $T_d(z)$  ao variar seus polos.



Na Figura 7 podem ser vistas as resposta de cada  $T_d(z)$  para um sinal de referência senoidal com 60 Hz, que é representado no gráfico como o sinal tracejado em vermelho. A Figura 8 apresenta dois enquadramentos para apresentar em detalhe os primeiros instantes de 0 até 80 ms e até 2,5 ms, onde pode-se confirmar que quanto menor o valor do polo mais rápida a convergência do sinal. Nota-se que o pior desempenho é uma convergência por volta de 2 ms. Ainda assim o todos os sistemas em malha fechada possuem um desempenho aceitável.

Figura 7: Comparação da resposta transitória de  $T_d(z)$  ao variar seus polos.

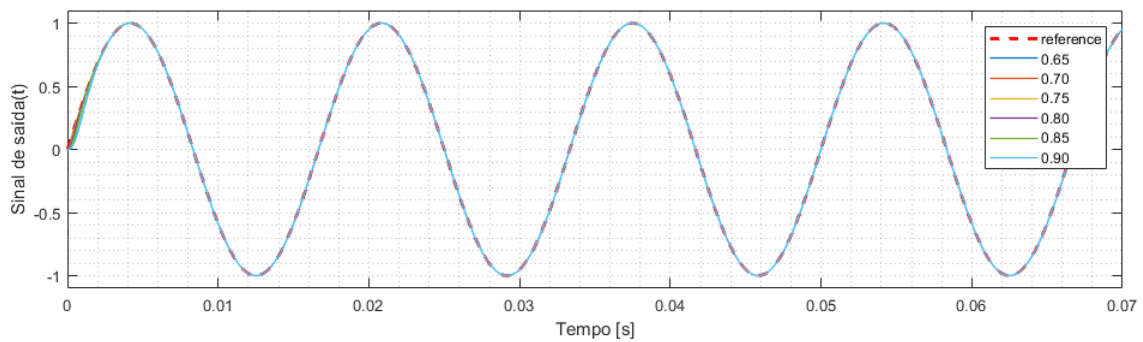
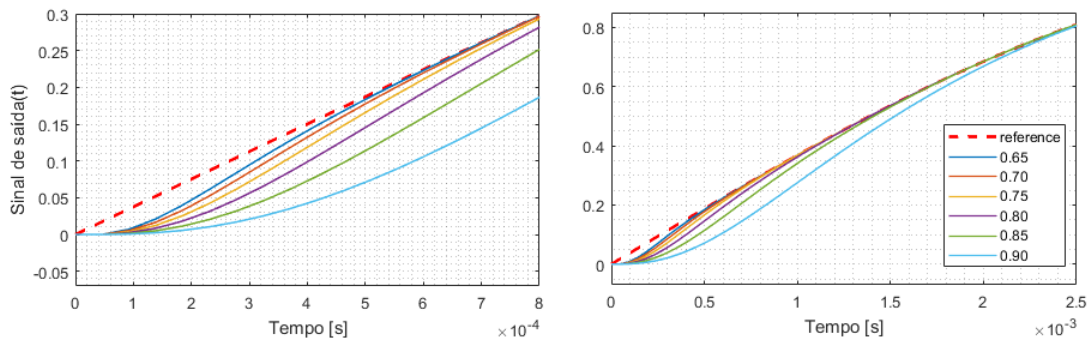


Figura 8: Detalhe da comparação da resposta transitória de  $T_d(z)$  ao variar seus polos.





### 3 METODOLOGIA

Neste Capítulo será apresentada a metodologia utilizada para determinação de todos os controladores utilizados neste trabalho. O capítulo também descreve o ambiente de simulação utilizado neste trabalho, bem como informações sobre o sistema, os sinais utilizados nos experimentos e os critérios de avaliação da norma.

#### 3.1 Adaptação do método VRFT

*Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) é o método baseado em dados de entrada e saída para otimizar um critério de seguimento de referência  $J^{MR}(\rho)$ , apresentado na Equação (8), utilizando um conjunto de dados coletados do processo a ser controlado. O método consiste em minimizar uma função quadrática, cujo mínimo global, dentro de determinadas condições, é o mesmo mínimo global de  $J^{MR}(\rho)$ .

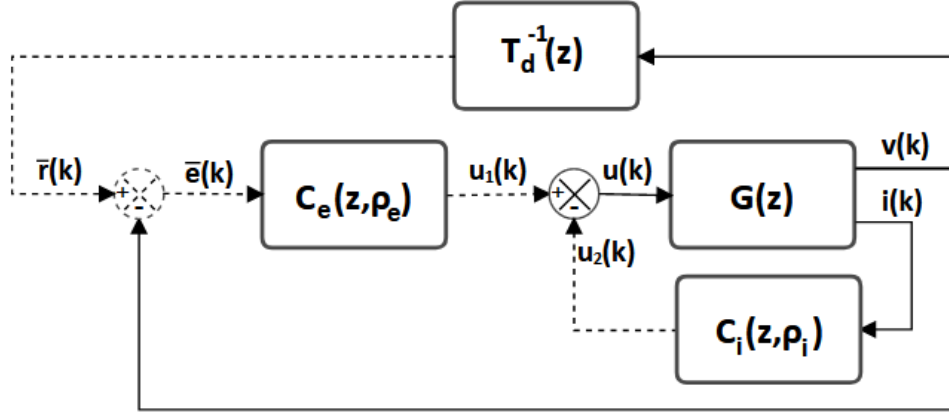
A metodologia clássica do VRFT considera somente uma malha de controle para estimar os parâmetros de um único controlador baseado em um modelo fixo. O presente trabalho propõe o uso de uma estrutura de controle em cascata tal como apresentada na Seção 2.2.2. Devido a isso será utilizada uma versão adaptada do método VRFT clássico para a estrutura de controle em cascata. Adicionalmente, será utilizado somente um modelo de referência  $T_d(z)$  que representa o comportamento desejado para sistema em malha fechada, o que engloba também a malha interna de realimentação. O mesmo método adaptado foi aplicado no trabalho (L. REMES et al., submetido em 2020).

Considerando uma planta com uma função de transferência fixa e desconhecida  $G(z)$ , a formulação do método se inicia com o experimento com a planta. Tal experimento podendo ser em malha fechada ou em malha aberta. Aplica-se na planta um sinal de entrada  $u(k)$  conhecido e mede-se os sinais de saída  $v(k)$  e  $i(k)$ , respectivamente da malha externa e da malha interna. A partir do sinal  $y(k)$  coletado é então construída a referência virtual  $\bar{r}(k) = T_d^{-1}(z) y(k)$  e calculado o erro virtual  $\bar{e}(k) = \bar{r}(k) - y(k)$ .

O método VRFT adaptado consiste em expandir o método VRFT a fim de levar também em consideração os dados da malha interna de corrente no processo de otimização. O método adaptado é ilustrado na Figura 9, onde as linhas tracejadas representam os valores calculados a partir dos dados obtidos via ensaio e as linhas contínuas sinais reais adquiridos via experimento sobre o processo. Através dessa figura, pode ser visto que a arquitetura de controle possui em sua malha externa o controlador  $C_e(z, \rho_e)$  e uma malha interna com o controlador  $C_i(z, \rho_i)$  para realimentação de corrente. Em comparação com o método clássico, a alteração está no cálculo do sinal de controle  $u(k)$  a ser aplicado na planta  $G(z)$ , sendo este sinal agora definido através da composição dos sinais de saída de ambos os controladores:

$$u(k) = C_e(z, \rho_e) \bar{e}(k) - C_i(z, \rho_i) i(k). \quad (21)$$

Figura 9: Diagrama do método VRFT expandido aplicado no trabalho.



A sintonia dos controladores na formulação expandida consiste em identificar os parâmetros definidos por  $\rho_e$  e  $\rho_i$  que aproximam a saída dos controladores sintonizados da saída dos seus respectivos controladores ideais. O critério de otimização  $J_{ex}^{VR}(\rho_e, \rho_i)$  para sintonia dos controladores no método expandido é calculado conforme:

$$J_{ex}^{VR}(\rho_e, \rho_i) = \| [u(k) - (C_e(z, \rho_e) \bar{e}(k) - C_i(z, \rho_i) i(k))] \|_2^2. \quad (22)$$

Considerando que os controladores são linearmente parametrizados,  $J_{ex}^{VR}(\rho_e, \rho_i)$  pode ser reescrito para a equação:

$$J_{ex}^{VR}(\rho_e, \rho_i) = \| [u(k) - (\rho_e^T \bar{C}_e(z) \bar{e}(k) - \rho_i^T \bar{C}_i(z) i(k))] \|_2^2, \quad (23)$$

e simplificado para a equação:

$$J_{ex*}^{VR}(\rho_{ex}) = \| [u(k) - \rho_{ex}^T \varphi_{ex}(k)] \|_2^2, \quad (24)$$

onde  $\rho_{ex}$  e  $\varphi_{ex}$  são definidos por:

$$\rho_{ex} = [\rho_e \ \rho_i], \quad \varphi_{ex} = [\bar{C}_e(z) \bar{e}(k) - \bar{C}_i(z) i(k)]. \quad (25)$$

Assim como no método clássico do VRFT, não há como garantir que o controlador desejado pertença a classe de controladores fixa, pois o controlador ideal pode ser de ordem superior ou a estrutura foi estabelecida levando em consideração limitações relacionadas com a aplicação prática. Dessa forma, a otimização da função custo  $J_{ex}^{VR}(\rho_e, \rho_i)$ , definida na Equação (23), pode não possuir o mesmo mínimo global de  $J^{MR}(\rho)$ , apresentada em (8).

Esse problema pode ser contornado ao adicionar um filtro  $L(z)$  no projeto do VRFT tal que, ao multiplicar  $L(z)$  por  $J_{ex}^{VR}(\rho_e, \rho_i)$ , o mínimo global da função de custo  $J_{ex}^{VR}(\rho_e, \rho_i)$  se aproxime do mínimo global de  $J^{MR}(\rho)$ . Como apresentado no livro (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011), pode-se determinar o filtro  $L(z)$  ao comparar as funções de custo a fim de obter a formulação do filtro que melhor aproxime tais funções. Assim, pode-se aproximar  $L(z)$  através da equação:

$$|L(e^{jw})|^2 = |1 - T_d(e^{jw})|^2 |T_d(e^{jw})|^2 \frac{\phi_r}{\phi_u} \quad \forall w \in [-\pi, \pi], \quad (26)$$

onde  $\phi_r$  representa o espectro do sinal de referência  $r(t)$  normalmente aplicado ao sistema real e  $\phi_u$  representa o espectro do sinal de entrada  $u(t)$  aplicado no experimento VRFT, por simplicidade a relação entre  $\phi_r$  e  $\phi_u$  será considerado unitária e utiliza-se o filtro na forma:

$$L(z) = T_d(z)(1 - T_d(z)) \quad (27)$$

Dessa forma,  $J_{ex*}^{VR}(\rho_{ex})$  também será multiplicado pelo filtro  $L(z)$ . Considerando os sinais de entrada  $u(t)$  e saída  $y(t)$  de tamanho  $N$  coletados em experimento,  $\rho_{ex}$  é computado através da equação:

$$\rho_{ex} = \left[ \sum_{t=1}^N \varphi_{ex_L}(t) \varphi_{ex_L}(t)^T \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \varphi_{ex_L}(t) u_L(t), \quad (28)$$

onde  $\varphi_{ex_L}(t) = \varphi_{ex}(t)L(z)$  e  $u_L(t) = u(t)L(z)$ .

## 3.2 Especificação Ambiente Simulado

### 3.2.1 Parâmetros do sistema

Os parâmetros do sistema UPS utilizados no modelo de simulação estão detalhados na Tabela 3, sendo estes baseados em uma UPS comercial de 3,5 kVA utilizada no trabalho de (PEREIRA et al., 2014). As cargas lineares e não lineares de referência são dimensionadas considerando os dados apresentados na Tabela 3 e as norma IEC 62040-3; com as equações apresentadas na Subseção 2.1.3.1 são obtidos os parâmetros de carga descritos na Tabela 2.

Tabela 2: Valores utilizado para carga linear e carga não linear.

| Parâmetro                                     | Símbolo   | Valor               |
|---|-----------|---------------------|
| Carga Linear - Resistência                    | $R_{lin}$ | 6,5833 $\Omega$     |
| Carga Não Linear - Resistência série da linha | $R_s$     | 0,184 $\Omega$      |
| Carga Não Linear - Capacitor de saída         | $C_{nl}$  | 12000 $\mu\text{F}$ |
| Carga Não Linear - Resistência de saída       | $R_{nl}$  | 10,39 $\Omega$      |

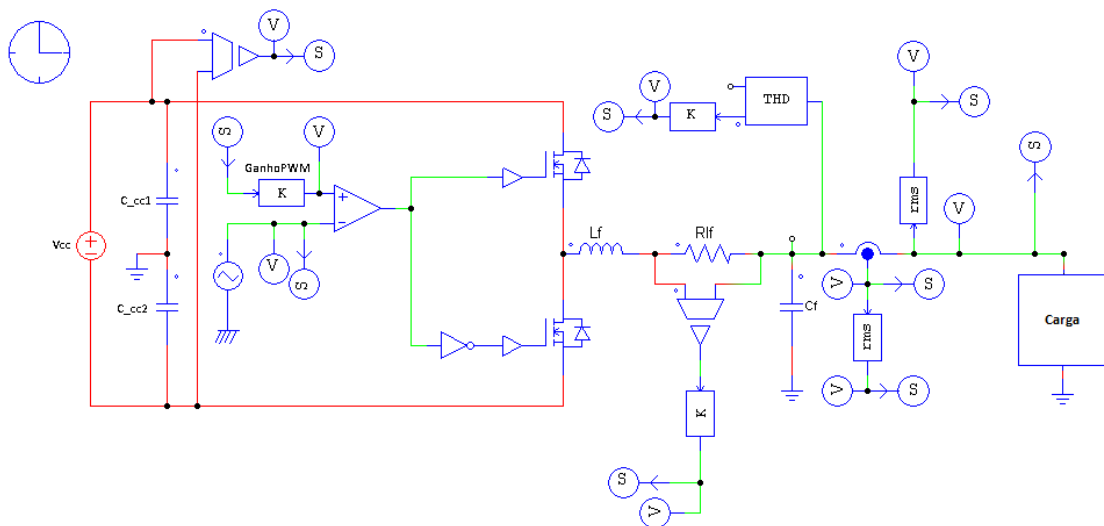
Tabela 3: Parâmetros do sistema UPS.

| Parâmetro                        | Símbolo    | Valor         |
|----------------------------------|------------|---------------|
| Potência Aparente de Saída       | $S$        | 3,5 kVA       |
| Fator de Potência                | $\phi$     | 0,7           |
| Tensão de Saída RMS              | $V_{rms}$  | 127 V         |
| Frequência da Tensão de Saída    | $f$        | 60 Hz         |
| Tensão do Barramento CC          | $V_{cc}$   | 520 V         |
| Capacitância do Barramento CC    | $C_1, C_2$ | 6600 $\mu$ F  |
| Amplitude da Onda Portadora PWM  | $V_{tri}$  | 260 V         |
| Frequência da Onda Portadora PWM | $f_{tri}$  | 21,6 kHz      |
| Resistência do Filtro de Saída   | $R_{Lf}$   | 15 m $\Omega$ |
| Capacitância do Filtro de Saída  | $C_f$      | 300,0 $\mu$ F |
| Indutância do Filtro de Saída    | $L_f$      | 1,00 mH       |

### 3.2.2 Ambiente Simulado

Assim como em (SCHILDT, 2014) e (CORLETA, 2015), serão realizadas simulações através do processo de co-simulação Matlab/Simulink (R2010a) em conjunto com PSIM (9.0.3.464) para levantar os dados do experimento em malha aberta e para simulação do sistema em malha fechada. O PSIM é um pacote de software para simulação de circuitos eletrônicos, desenvolvido especialmente para ser usado em eletrônica de potência. Neste processo de co-simulação, o modelo de simulação no PSIM contém todo o circuito de potência da UPS, com o inversor monofásico alimentando as cargas lineares ou não lineares. O modelo de simulação do sistema UPS é apresentado na Figura 10, sendo este baseado no modelo matemático apresentado na Subseção 2.1.2.

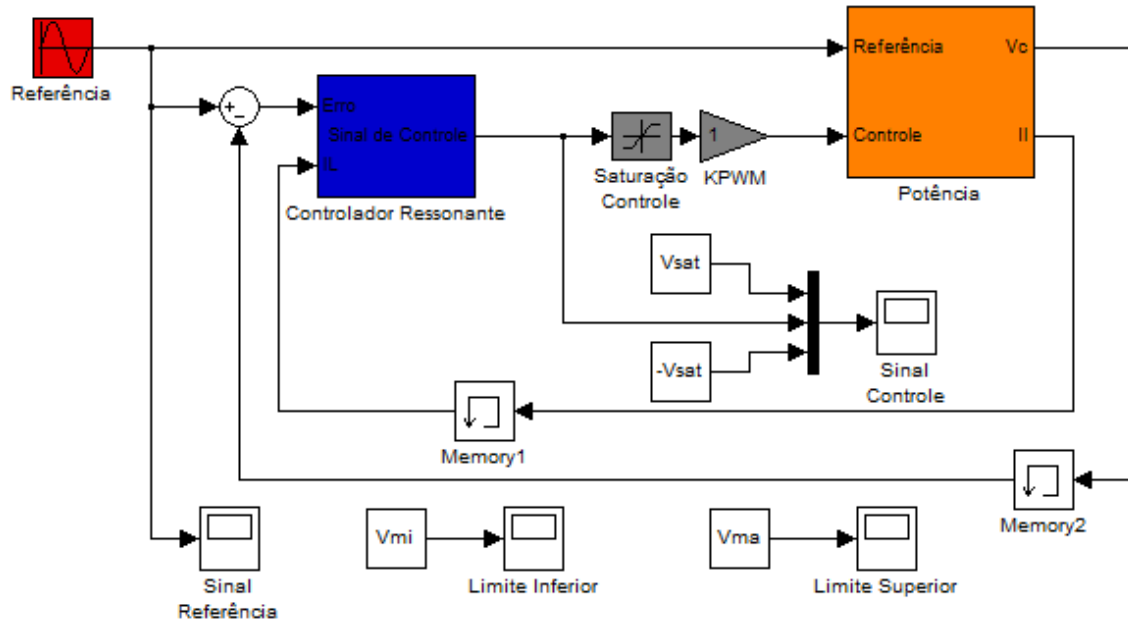
Figura 10: Modelo de simulação do circuito de potência no PSIM.



Os recursos Matlab/Simulink são utilizados para a implementação do sistema de controle, comando do acionamento das cargas e para a obtenção dos resultados. A Figura 11 apresenta o diagrama de blocos implementados no ambiente de simulação Matlab/Simulink. No diagrama, no bloco em azul está definido o controlador ressonante e o ganho proporcional de corrente. Na saída deste bloco de controle há um bloco de

saturação para limitar a amplitude do sinal de controle à amplitude da tensão do barramento CC.

Figura 11: Ambiente de simulação Matlab/Simulink.



O bloco em laranja denominado “potência” é responsável pelo acionamento da carga e pela integração do modelo definido no Simulink com o circuito de potência definido no PSIM através do bloco chamado *SimCoupler*. O bloco permite envio e aquisição de sinais do modelo do sistema de potência apresentado na Figura 10. Para fechar a malha de controle, o bloco tem como entrada o sinal de controle e como sinal de saída o sinal de tensão de saída e o sinal de corrente no indutor.

### 3.3 Informações do Experimento

A aplicação do método VRFT se resume em 3 fatores: escolha da classe dos controladores a serem sintonizados, definição do modelo de referência em malha fechada e na escolha do sinal de entrada para excitar a planta em experimento de malha aberta ou fechada.

Com relação à classe dos controladores, será utilizado o Controlador Proporcional-Ressonante (Equação (12)) com 2 polos e 2 zeros para a malha externa de controle e para malha interna de corrente será utilizado um ganho proporcional. O modelo de referência  $T_d(z)$  é calculado conforme apresentado na Seção 2.2.3, utilizando o modelo de função de transferência definido pela Equação (13). A escolha do sinal de excitação será abordada na seção seguinte.

Após a aquisição dos dados do processo, é realizada a sintonia dos controladores, definido de forma breve na Seção 3.3.0.2, e é realizada a validação do desempenho dos sistemas em malha fechada, conforma apresentado na Seção 3.3.0.3.

Os ensaios foram realizados com passo de amostragem  $T_s = 46,296 \mu s$  no Simulink, valor equivalente a  $\frac{1}{f_{tri}}$ , e em uma janela temporal de 2 s para cada ensaio. Em todos os ensaios em malha fechada foi utilizado o sinal referência senoidal definido por  $r(t) =$

$127\sqrt{2} \sin(2\pi 60 t T_s)$ . A simulação do circuito de potência no PSIM roda com um passo de simulação de  $T_{PSIM} = 462,96 \text{ ns}$ .

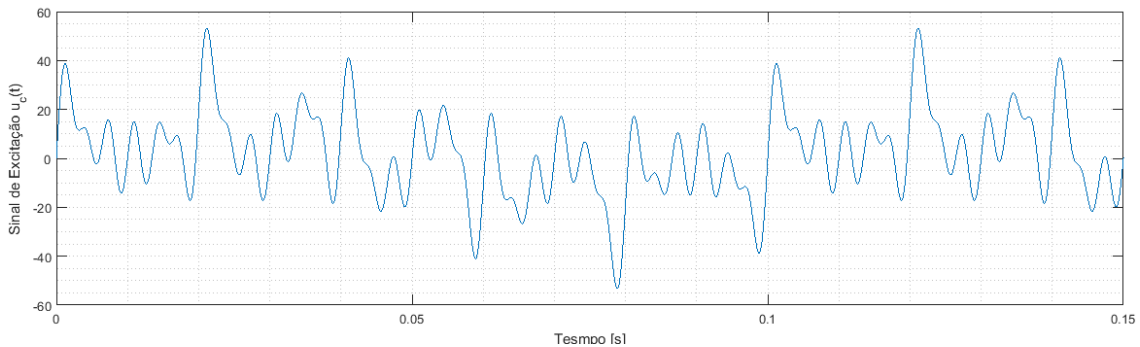
### 3.3.0.1 Escolha do sinal de Excitação

A escolha do sinal de entrada  $u(t)$  depende do ponto de operação do sistema e os modos que se deseja excitar durante o experimento. O sinal de excitação deve ser suficientemente rico, seguindo os mesmos conceitos de identificação de parâmetros apresentados em textos clássicos como (LJUNG, 1999), a fim de garantir persistência da excitação de modo a gerar condições para obter o mínimo global ao minimizar a função custo. No caso deste trabalho, as limitações para a escolha do sinal são a tensão do barramento CC de  $\pm 260 \text{ V}$  e a frequência de amostragem  $21600 \text{ Hz}$ . O sinal de excitação utilizado para realização da comparação é o mesmo proposto em (CORLETA, 2015) (Figura 12), sendo definido pela seguinte soma de senoides:

$$u_c(t) = 10(\sin(2\pi 10 t) + \sin(2\pi 60 t) + \sin(2\pi 100 t) + \sin(2\pi 150 t) + \sin(2\pi 200 t) + \sin(2\pi 300 t)) \quad (29)$$

Estas frequências foram escolhidas de modo que contenha o modo de operação desejado do sistema (60 Hz) e frequências próximas à frequência de ressonância do circuito RLC que compõe o estágio de saída da UPS (por volta de 290 Hz). A aquisição dos sinais de saída do sistema em malha aberta sob efeito de 100% da carga linear ao aplicar o sinal de excitação  $u_c(t)$ .

Figura 12: Sinal de excitação propostos.



### 3.3.0.2 Processo de Sintonia do Controladores

Após a aquisição dos dados de saída do processo, foram aplicados dois métodos VRFT distintos para sintonia dos controladores, o método proposto pelo presente trabalho e o método proposto em (CORLETA, 2015)

Para o presente trabalho é utilizado somente o modelo de referência  $T_d(z)$  representando o comportamento do sistema em malha fechada, o que inclui a malha interna de realimentação de corrente. O método aplicado em (CORLETA, 2015) necessita tanto de  $T_d(z)$ , para malha externa, quanto um modelo de referência para comportamento da malha interna  $T_{di_L}(z)$ , definido através da função de transferência:

$$T_{di_L}(z) = [C_f \frac{(z-1)}{z} + Y_0] T_d(z), \quad (30)$$

onde  $C_f$  é a capacitância do filtro de saída e  $Y_0$  a admitância da Carga. Os valores utilizados para esses parâmetros são respectivamente  $300 \mu\text{F}$  e  $0,1519 \text{ S}$ , conforme os parâmetros do sistema UPS apresentados na Tabela 3. De maneira breve, o método proposto em (CORLETA, 2015) segue os seguintes passos:

1. Teste com tensão e corrente em malha aberta com sinal de excitação  $u_c(t)$  (29);
2. Aplicação método VRFT com modelo de referência da malha interna ( $T_{di_L}(z)$ ) para definição do ganho de corrente;
3. Realização de um novo teste com tensão em malha aberta e corrente em malha fechada com o mesmo sinal de excitação;
4. Aplicação do método VRFT com modelo de referência da malha externa ( $T_d(z)$ ) para sintonia dos parâmetros do controlador proporcional-ressonante

Na proposta do presente trabalho é realizado somente o ensaio definido pelo passo número 1 e, a partir dos dados obtidos no ensaio em malha aberta, é aplicado o método VRFT adaptado. Ambos os métodos utilizaram a mesma  $T_d(z)$  com a função de transferência definida através da Equação (13). Para todos os experimentos  $T_d(z)$  foi calculado com 4 polos ( $b = 4$ ) de mesmo valor e 2 zeros não nulos ( $a = 2$ ). Foram sintonizados diferentes controladores ao variar o valor dos polos de  $T_d(z)$  entre 0,60 e 0,95 com passo de 0,01, obtendo um total de 36 controladores para cada método.

### 3.3.0.3 Validação dos resultados

Os controladores foram avaliados quanto ao seguimento de referência, avaliando erro e tempo de acomodação. Para cada um dos controladores foi calculado o custo  $J^{MR}$ , que indica o quão próxima a saída do experimento em malha fechada obtido com o controlador sintonizado está do resultado teórico desejado.

A validação do desempenho do sistema em malha fechada com os controladores sintonizados é realizada conforme a norma IEC 62040-3, cujos ensaios e cálculos necessários foram realizados conforme apresentados na Subseção 2.1.3. Os ensaios para a avaliação de desempenho de uma UPS podem ser divididos em ensaio de desempenho estático e ensaio de desempenho dinâmico.

No ensaio de desempenho estático, foram realizadas as medidas em regime permanente de  $V_{sc}$  e  $V_{cl}$ , bem como a contribuição harmônica individual da tensão de saída, e calculados VR, THD e IHDn para o ensaio com 100% da carga de referência, podendo esta ser linear ou não linear, e também sem influência da carga.

Para o ensaio de desempenho dinâmico, o desempenho transitório é avaliado através de degraus de carga linear, ao calcular o  $V_{dev}(t)$  com o Perfil 1 da referida norma, Figura 3, por ser o mais restritivo entre os três. Os resultados de THD e IHD apresentados foram obtidos com a conexão de 100% da carga linear de referência em regime permanente considerando as 4 primeiras harmônicas ímpares.

## 4 RESULTADOS

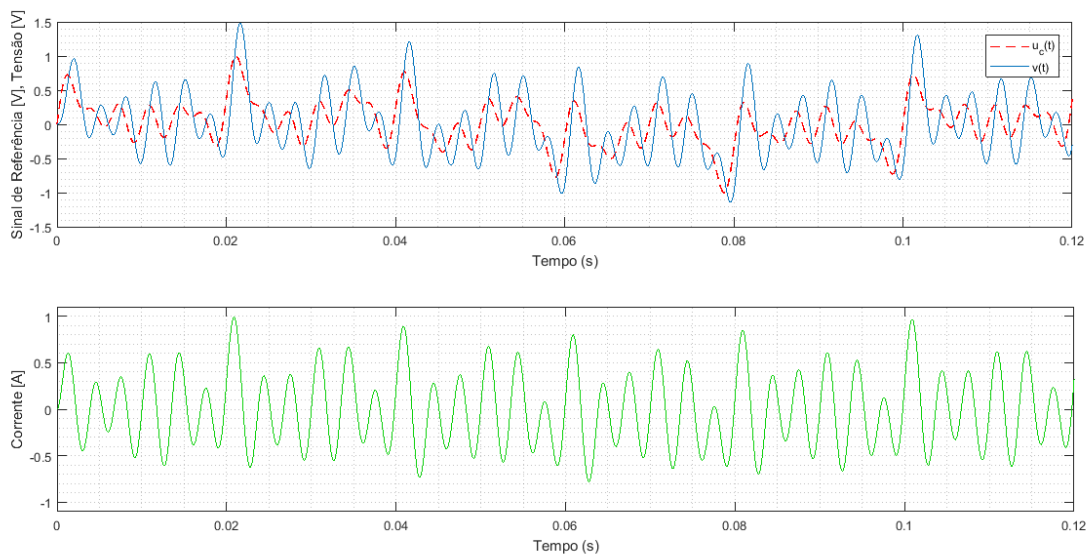
Neste capítulo são apresentados os resultados dos ensaios realizados para a validação da metodologia para sintonia dos controladores em tempo discreto através da adaptação do método VRFT conforme proposto na Seção 3.1. O capítulo apresenta a comparação entre o método VRFT adaptado utilizado no presente trabalho com o método de sintonia utilizado em (CORLETA, 2015). Os resultados obtidos para os experimentos propostos são apresentados em forma de tabelas e gráficos.

Os experimentos para aquisição de dados e validação dos resultados são realizados utilizando o ambiente simulado apresentação na Subseção 3.2.2, cujos parâmetros estão definidos na Subseção 3.2.1 e com  $T_s = 46,296 \mu s$  e  $T_{PSIM} = 462,96 ns$ .

### 4.1 Aquisição dos dados

O sinais de saída foram adquiridos do sistema simulado em malha aberta e sob efeito de 100% da carga linear de referência. Os sinais de entrada e saída em tensão foram normalizados pelo maior valor do sinal de entrada e o sinal de corrente foi normalizado pelo maior valor de corrente. O resultado da aquisição dos dados é apresentado na Figura 13 já com os sinais normalizados.

Figura 13: Sinais de entrada e saída adquiridos em simulação.

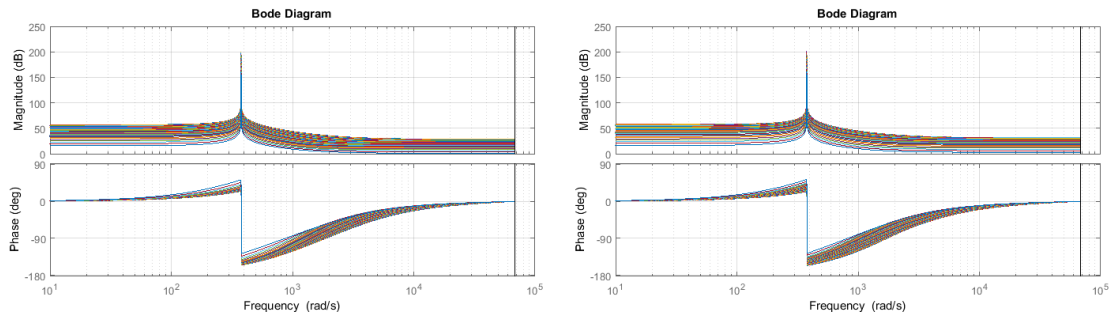




## 4.2 Comparação quanto aos parâmetros dos controladores

Para aplicação dos métodos foram utilizados valores de polos do modelo de referência da malha externa na faixa entre 0,6 e 0,95 com passo de 0,01. A Figura 14 apresenta os diagramas de bode de todos os 72 controladores sintonizados. O diagrama da esquerda apresenta os 36 controladores provenientes do método de (CORLETA, 2015) enquanto à direita apresentam-se os 36 controladores sintonizados com o método do presente trabalho. Percebe-se ganho infinito na frequência desejada (60 Hz). Todos os controladores sintonizados (com ambos os métodos) apresentam o comportamento desejado, possuindo zeros positivos e não apresentam zeros de fase não-mínima.

Figura 14: Diagramas de bode dos controladores sintonizados com o método de (CORLETA, 2015) e com método do presente trabalho.



Uma amostra dos parâmetros dos controladores sintonizados são apresentados na Tabela 4. Os parâmetros  $K_2$ ,  $K_1$  e  $K_0$  pertencem ao controlador Proporcional-Ressonante, cuja função de transferência é representada pela Equação (10), e o ganho  $K_i$  é o ganho da realimentação de corrente da malha interna. Através da tabela, pode-se notar que os parâmetros do controlador Proporcional-Ressonante obtidos com o método utilizado no presente trabalho possuem valores absolutos maiores para os parâmetros do controlador ressonante.

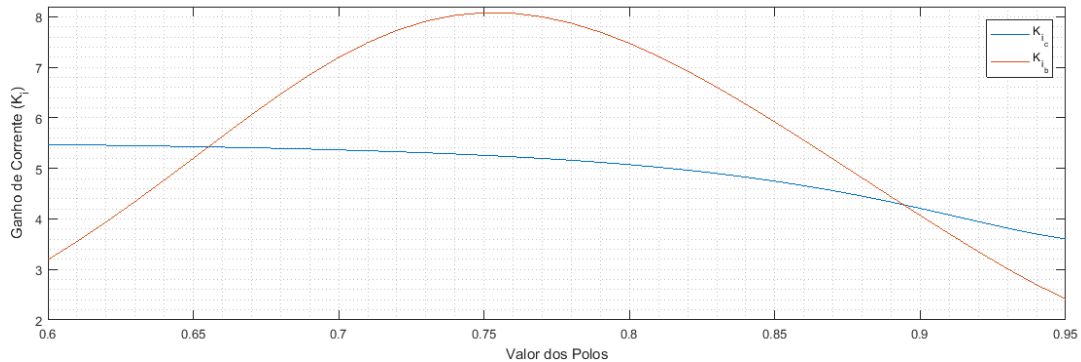
Tabela 4: Comparação entre métodos quanto a parâmetros dos controladores.

| polos = 0,60      |         |          |         |        |
|-------------------|---------|----------|---------|--------|
| Método            | $K_2$   | $K_1$    | $K_0$   | $K_i$  |
| (Corleta, 2015)   | 30,2157 | -54,8562 | 24,8528 | 5,4719 |
| Presente Trabalho | 38,1088 | -70,5278 | 32,6496 | 3,1929 |
| polos = 0,70      |         |          |         |        |
| Método            | $K_2$   | $K_1$    | $K_0$   | $K_i$  |
| (Corleta, 2015)   | 20,4133 | -37,8917 | 17,5930 | 5,3654 |
| Presente Trabalho | 40,7026 | -75,0730 | 34,5543 | 7,1952 |
| polos = 0,80      |         |          |         |        |
| Método            | $K_2$   | $K_1$    | $K_0$   | $K_i$  |
| (Corleta, 2015)   | 10,9547 | -20,6623 | 9,7529  | 5,0741 |
| Presente Trabalho | 23,9882 | -45,0881 | 21,1755 | 7,4747 |

A Figura 15 mostra os valores de ganho de corrente com relação o valor dos polos de  $T_d(z)$ , nota-se que os ganhos de corrente obtidos com o método do presente trabalho pos-

sem uma variabilidade maior de valores. Com o método do presente trabalho os valores de corrente formam uma parábola cujo maior valor foi encontrado para os polos em 0,75. Os valores do ganho de corrente se encontram entre as faixas de valores  $3,19 \leq K_i \leq 8,08$  e  $8,08 \geq K_i \geq 2,41$ . Sendo 8,08 o valor do ganho de corrente obtido com os polos de  $T_d(z)$  em 0,75. Com o método de (CORLETA, 2015) os valores de  $K_i$  possuem menor variabilidade, ficando na faixa  $5,62 \leq K_i \leq 4,26$ .

Figura 15: Valores de ganho de corrente obtidos em função da localização do polo da  $T_d(z)$ .

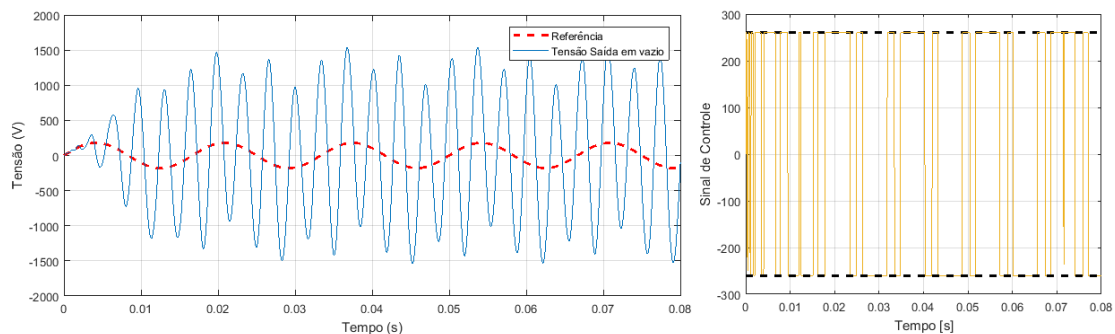


Os valores de ganho de corrente encontrados possuem a mesma ordem de grandeza do faixa de ganhos determinado empiricamente por (SCHILDT, 2014) como valores adequados. Tal trabalho também mostra que a faixa de valores de ganho  $K_i$  na qual o sistema não apresenta sobrepasso é partir de 4,5 deixando de ter um caráter sub-amortecido e apresentando caráter sobre-amortecimento.

### 4.3 Comparação quanto ao seguimento de referência

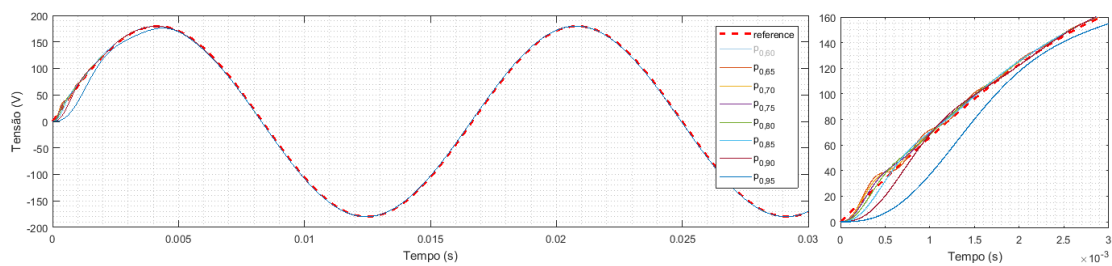
Utilizando o método do presente trabalho, o sistema em malha fechada com os controladores sintonizados com polo de  $T_d(z)$  na faixa  $0,6 \leq polo \leq 0,64$  possui um caráter sub-amortecido. Esse comportamento já era esperado, pois o valor do ganho de alimentação está abaixo da faixa de valores adequados definida empiricamente em (SCHILDT, 2014). Para essa faixa o resultado obtido para o seguimento de referência em malha fechada é semelhante ao apresentado na Figura 16, onde o controlador satura e o sistema se torna instável.

Figura 16: Sinal de saída e sinal de tensão para o caso sub-amortecido, polos de  $T_d(z)$  em 0,60.

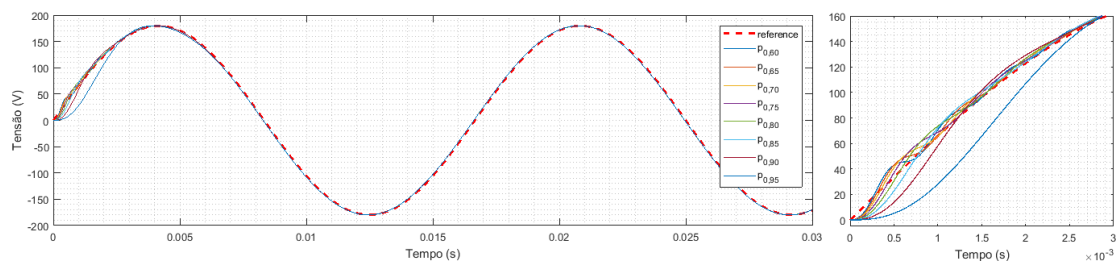


Os gráficos na Figura 17 apresentam os sinais de saída em tensão para o sistema em malha fechada com os controladores sintonizados. Pode-se ver que, quando colocado em malha fechada com o sistema simulado, todos os outros controladores garantiram seguimento de referência do sinal de referência periódico. O desempenho transitório do sistema varia conforme os valores escolhidos para os polos de  $T_d(z)$ . Entretanto nota-se desempenho semelhantes como resultado da utilização de ambos os métodos para um mesmo valor de polo de  $T_d(z)$ .

Figura 17: Comparação dos sinais de saída em tensão ao variar os polos de  $T_d(z)$ .



(a) Método do presente trabalho



(b) Método de (CORLETA, 2015)

Para avaliar o sistema em malha fechada foi calculado o valor de custo  $J^{MR}$ . O valor de custo foi calculado através da norma-2 da diferença entre o sinal desejado  $y_d(t)$  o sinal de saída do sistema  $y(t)$  e dividido pelo número de amostras. O sinal  $y_d(t)$  calculado através da  $T_d(z)$  e  $y(t)$  é obtido através do sistema atuando em malha fechada com o controlador sintonizado, ambos os sinais de saída foram obtidos utilizando o mesmo sinal de referência. O valor obtido na norma foi dividido pelo número de amostras consideradas, sendo esse valor equivalente a aproximadamente 3 períodos do sinal de saída em tensão ( $\Delta t = 0,05$  s).

O custo foi calculado para cada um dos controladores sintonizados com os polos de  $T_d(z)$  variando com passo de 0,05 e o resultado é apresentado na Tabela 5. Os valores de custo apresentados na tabela estão próximos de zero, o que indica que o valor obtido em simulação está próximo do valor teórico desejado. Exceto para o sistema em malha fechada com controlador sintonizado utilizando o método do presente trabalho com os polos de  $T_d(z)$  0,6. Para esse caso, o sistema em malha fechada é instável devido a saturação do controlador, esse comportamento pode ser visto na Figura 16.

As figuras 18 e 19 apresentam uma comparação dos sinais de erro dos sinais de saída de tensão para considerando respectivamente o método do presente trabalho e o método de (CORLETA, 2015). Para elaboração dos gráficos foram considerados somente alguns controladores para melhorar a visualização dos dados.

Para ambos os métodos e desconsiderando o sistema em malha fechada com contro-

Tabela 5: Comparação dos valores de custo.

| Polos | (Corleta, 2015) | Presente trabalho |
|-------|-----------------|-------------------|
| 0,60  | 0,08877         | 27,78             |
| 0,65  | 0,08815         | 0,08816           |
| 0,70  | 0,08823         | 0,08739           |
| 0,75  | 0,0894          | 0,08919           |
| 0,80  | 0,09194         | 0,09341           |
| 0,85  | 0,09776         | 0,1033            |
| 0,90  | 0,115           | 0,1306            |
| 0,95  | 0,1921          | 0,2229            |

lador sintonizado com os polos de  $T_d(z)$  em 0,95, pode-se ver oscilação do sinal de erro entre 0 e 4 ms. Após esse período os sinais entram em regime permanente. Os pontos marcados no gráfico através de um ponto preto representam o pico e o vale do sinal de saída em tensão, respectivamente. A partir dos gráficos, nota-se que para todos os casos o erro relacionado aos picos e vales do sinal de tensão de saída de atinge valor menor que 1% do valor do pico de referência. Para o controlador sintonizado com os polos de  $T_d(z)$  em 0,95 o erro entra em regime por volta de 6,6 ms e só atinge erro de 1% do valor do pico de referência no vale do sinal de saída de referência, por volta de 11 ms.

Devido ao fato do sinal de referência ser senoidal o erro é senoidal, pois a ocorrência de picos, vales e transições também é periódica senoidal. Nos picos e no vales o erro é aproximadamente zero, podendo ser visto no gráfico através dos pontos marcados respectivamente em 4 ms e 12,5 ms. Na transição do pico para o vale o erro é negativo e na transição do vale para o pico o erro é positivo. Ao comparar os resultados de ambos os métodos, a amplitude do erro em regime possui valor de pico por volta de 3 V para todos os casos. O sistema em malha fechada com controladores sintonizados com os polos de  $T_d(z)$  menores ou iguais a 0,9 possuem tempo de acomodação entre 2,5 ms e 3,1 ms dependendo do período e amplitude da oscilação do sinal no período transitório.

Figura 18: Comparação dos sinais de erro de tensão de saída com controladores obtidos através do método do presente trabalho.

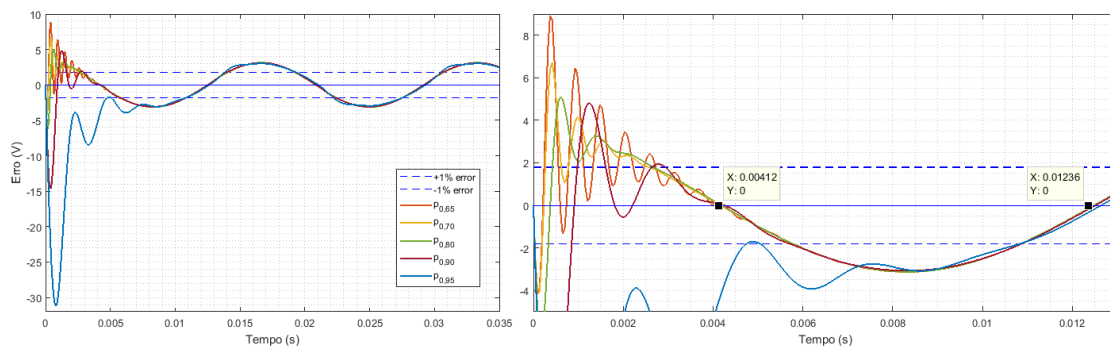
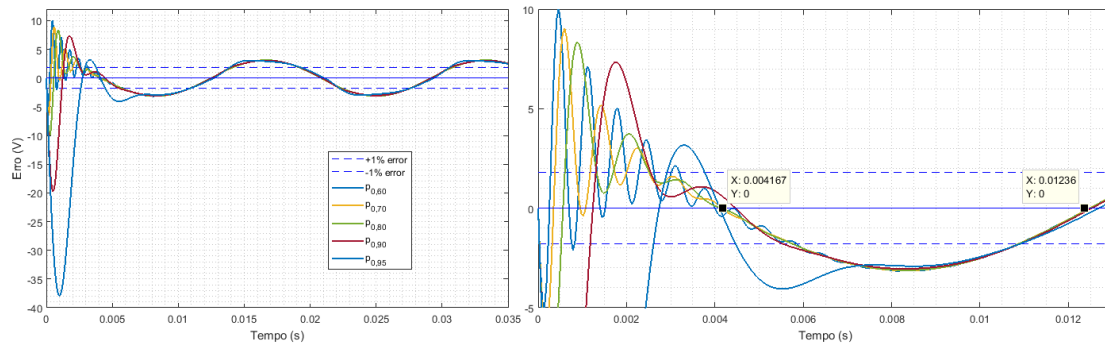


Figura 19: Comparação dos sinais de erro de tensão de saída com controladores obtidos através do método do trabalho (CORLETA, 2015).



#### 4.4 Comparação quanto ao atendimento à norma

Todos os controladores apresentados na Tabela 6 atendem as especificações de desempenho da norma IEC 62040-3 com relação para testes realizados com carga linear. Os controladores obtidos com os demais polos testados não atendem às exigências da norma quanto ao nível de THD e IHD no sinal de saída.

Tabela 6: Faixa de polos de  $T_d(z)$  que geram sistemas em malha fechada que atendem a norma.

| Método            | Faixa de polos de $T_d(z)$ |
|-------------------|----------------------------|
| (Corleta, 2015)   | $0,61 \leq polo \leq 0,95$ |
| Presente trabalho | $0,66 \leq polo \leq 0,95$ |

Dado que os valores de custo apresentados na Tabela 5 são semelhantes foram escolhidos os controlador sintonizados com os polos de  $T_d(z)$  em 0,75 e em 0,90 para apresentar os resultados de desempenho com relação à norma. Esses cenários foram escolhidos pois ao aplicar os métodos com os polos em 0,75 os controladores gerados possuem parâmetros consideravelmente diferentes, ao passo que para 0,90 os controles possuem parâmetros semelhantes. Os resultados para ambos os cenários serão apresentados na sequência do texto.

##### 4.4.1 Resultados para polos em 0,75

A função de transferência de  $T_d(z)$  para os valores dos polos em 0,75 é definida através da função de transferência:

$$T_d(z) = \frac{0,2196z^3 - 0,3808z^2 + 0,1651z}{z^4 - 3z^3 + 3,375z^2 - 1,688z + 0,3164} \quad (31)$$

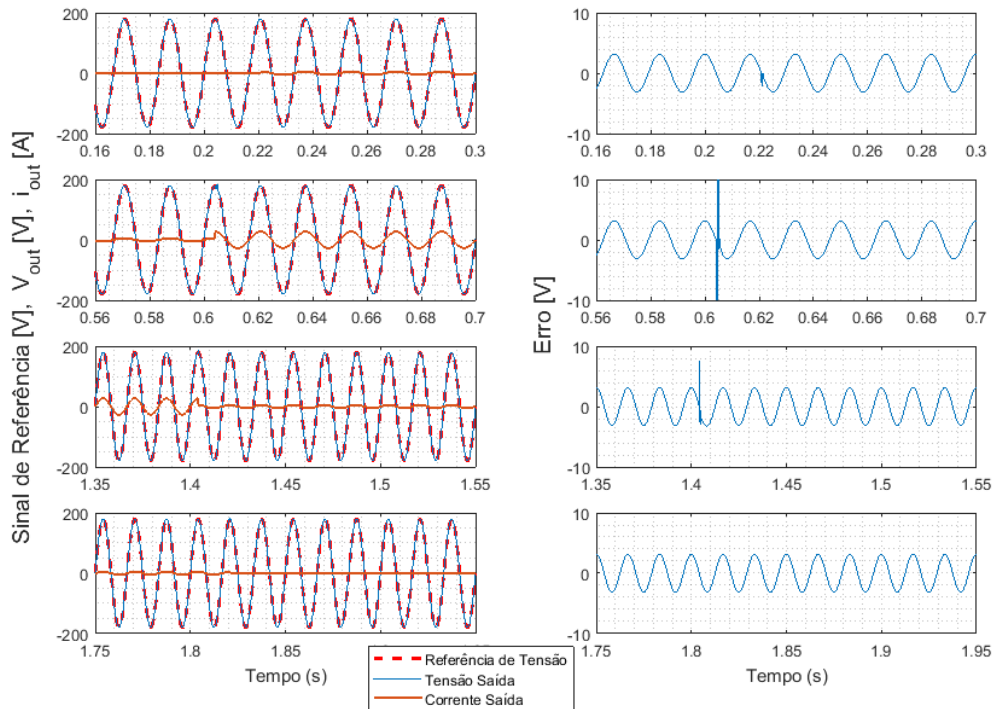
Utilizando a função de transferência de  $T_d(z)$  e os sinais coletados do processo foram sintonizados os controladores apresentados na Tabela 7

Tabela 7: Ganhos dos controladores para polos de  $T_d(z)$  em 0,75.

| polos = 0,75      |        |         |        |       |
|-------------------|--------|---------|--------|-------|
| Método            | $K_2$  | $K_1$   | $K_0$  | $K_i$ |
| (Corleta, 2015)   | 15,473 | -28,961 | 13,564 | 5,259 |
| Presente Trabalho | 34,492 | -64,150 | 29,790 | 8,081 |

Ao colocar os controladores sintonizados em malha fechada com o sistema foi avaliado o desempenho estático e dinâmico dos sistemas. Os sinais de entrada, saída e o erro associado durante o teste de desempenho dinâmico com carga linear podem ser vistos na Figura 20 para o sistema em malha fechada relacionado com o método apresentado neste trabalho. Para facilitar a visualização, o experimento foi representado em 4 janelas de tempo onde ocorrem os degraus de carga. Na figura, a coluna da esquerda contém os sinais de entrada e saída do sistema e a coluna da direita contém o sinal de erro associado. Os degraus positivos de carga ocorrem aproximadamente nos momentos 0,2 s e 0,6 s e os degraus negativos de carga nos momentos 1,4 s e 1,8 s.

Figura 20: Tensão RMS de saída durante experimento de variação da carga linear para sistema em malha fechada relacionado com o método do presente trabalho e com polos de  $T_d(z)$  em 0,75.

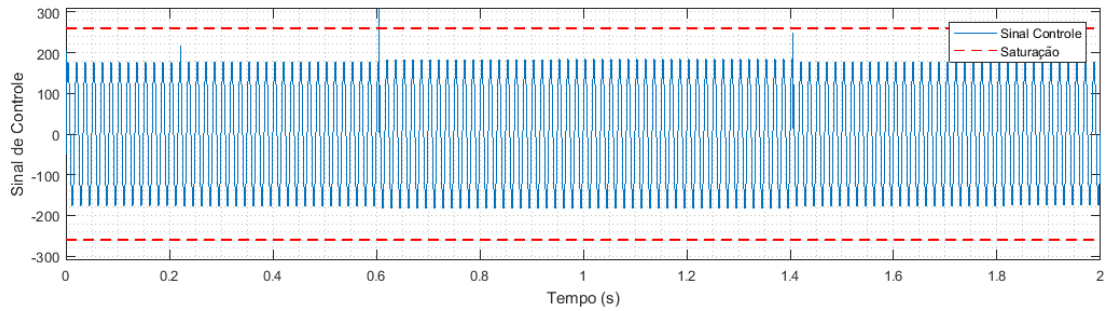


No sinal de erro pode-se ver os picos no momento que se varia carga de 80% para 100% e de volta para 80%. O pico pode também ser observado no sinal de controle apresentado nas figuras 21a e 21b, nota-se que o sinal de controle se eleva no instante em que a carga varia. O equivalente da Figura 20 para o sistema em malha fechada relacionado com o método apresentado em (CORLETA, 2015) possui um comportamento semelhante e devido a isso foi omitido. Pode ser visto através do sinal de controle de

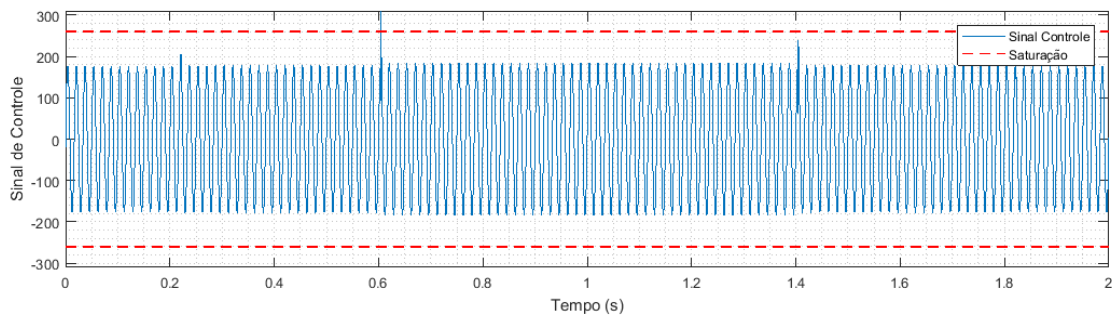
ambos os sistemas em malha fechada que o comportamento de ambos é semelhante e não há saturação considerável no sinal de controle.

Figura 21: Sinal de controle durante teste de degrau de carga linear com sistema em malha fechada relacionado com os polos de  $T_d(z)$  em 0,75.

(a) Metodologia do presente trabalho.



(b) Metodologia do trabalho (CORLETA, 2015).

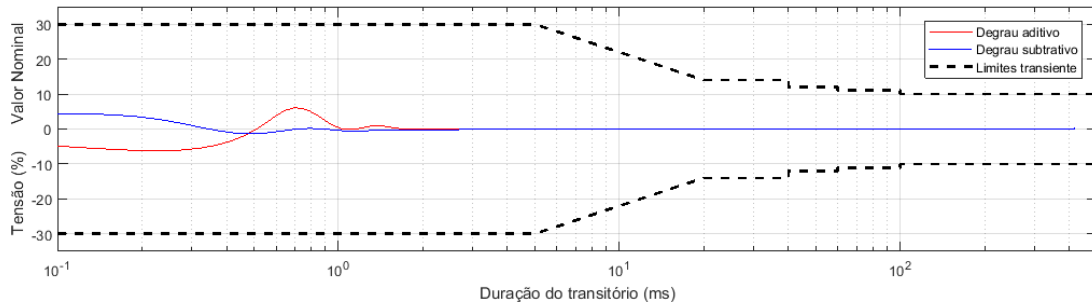


Os resultados de VR, THD e IHD para 100% da carga linear estão sumarizados na Tabela 8. Pode-se observar que todos os valores estão dentro do limite estipulado pela norma. A Figura 22 apresenta o resultado do teste de desempenho dinâmico para o teste de adição e subtração de carga linear para cada para ambos os sistemas em malha fechada. Considerando carga linear,  $V_{dev}(t)$  atingiu o valor de regime permanente em aproximadamente 4 ms para em ambos os sistemas em malha fechada. Para ambos os controladores, destaca-se que  $V_{dev}(t)$  calculado para carga linear está dentro do Perfil 1 de tolerância da norma, mostrando que o mesmo atende o perfil mais rigoroso de tolerância da norma.

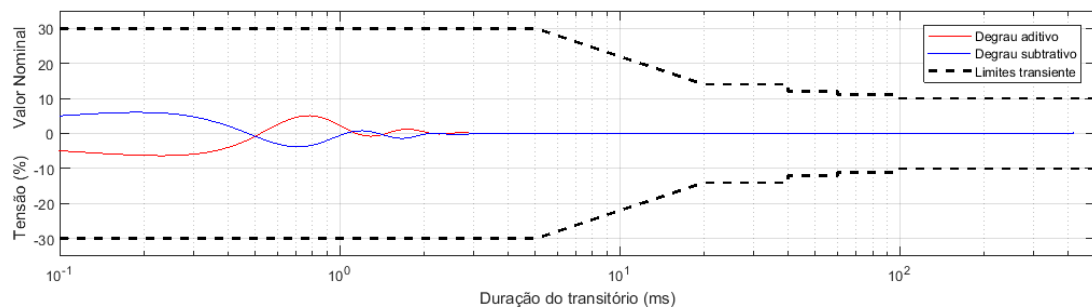
Tabela 8: Parâmetros da norma com 100% da carga linear para controladores sintonizados com polos de  $T_d(z)$  em 0,75.

| Parâmetros     | Norma IEC | Presente Trabalho | (Corleta,2015) |
|----------------|-----------|-------------------|----------------|
| Tensão RMS [V] | 127       | 126,99            | 126,99         |
| VR [%]         | +/- 10%   | -0,00             | -0,00          |
| THD [%]        | 8         | 0,045             | 0,053          |
| IHD 3 [%]      | 5         | 0,004             | 0,009          |
| IHD 5 [%]      | 6         | 0,001             | 0,003          |
| IHD 7 [%]      | 5         | 0,001             | 0,002          |
| IHD 9 [%]      | 1,5       | 0,001             | 0,002          |

Figura 22: Perfil de tolerância da tensão de saída do sistema com o e degraú aditivo e subtrativo de carga linear para controlador obtido para polo de  $T_d(z)$  em 0,75.



(a) Metodologia do presente trabalho.



(b) Metodologia do trabalho (CORLETA, 2015).

#### 4.4.2 Resultados para polos em 0,90

A função de transferência de  $T_d(z)$  para os valores dos polos em 0,75 é definida através da função de transferência:

$$T_d(z) = \frac{0,03797z^3 - 0,07215z^2 + 0,03427z}{z^4 - 3,6z^3 + 4,86z^2 - 2,916z + 0,6561} \quad (32)$$

Utilizando a função de transferência de  $T_d(z)$  e os sinais coletados do processo foram sintonizados os controladores apresentados na Tabela 9

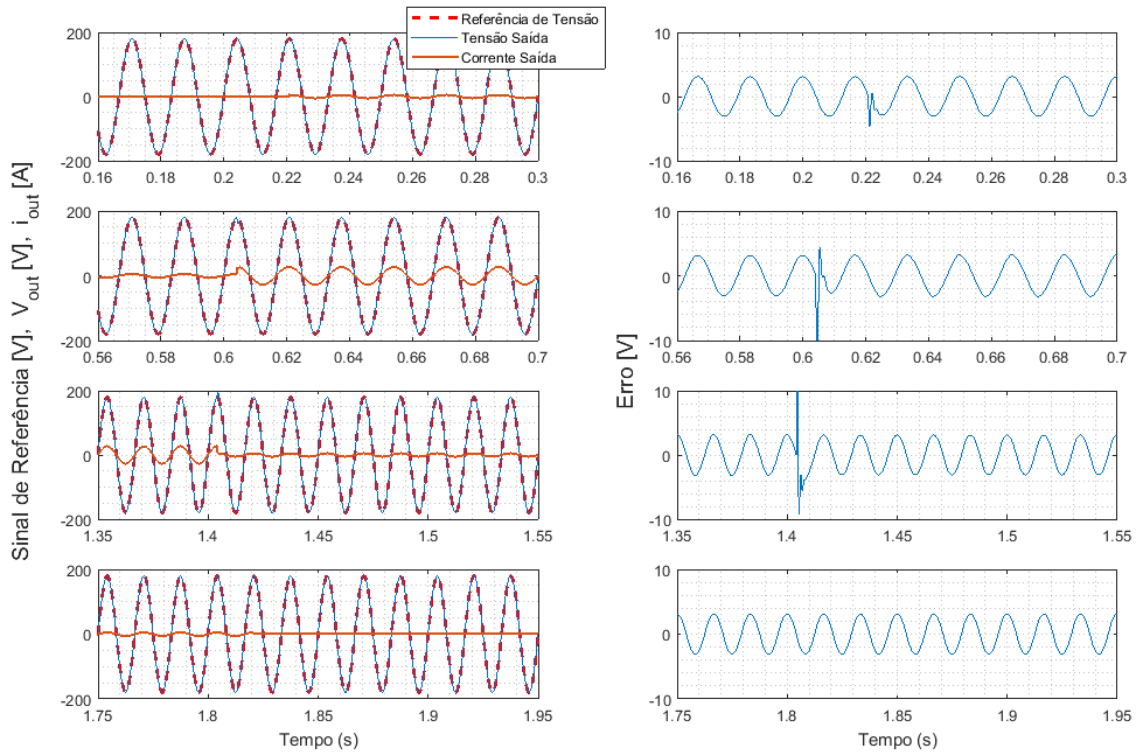
Tabela 9: Ganhos dos controladores para polos de  $T_d(z)$  em 0,90.

| Método            | polos = 0,90 |          |        |        |
|-------------------|--------------|----------|--------|--------|
|                   | $K_2$        | $K_1$    | $K_0$  | $K_i$  |
| (Corleta, 2015)   | 3,7176       | -7,1049  | 3,3967 | 4,2092 |
| Presente Trabalho | 5,8903       | -11,2822 | 5,4038 | 4,0680 |

Ao colocar os controladores sintonizados em malha fechada com o sistema foi avaliado o desempenho estático e dinâmico dos sistemas. Os sinais de entrada, saída e o erro associado durante o teste de desempenho dinâmico com carga linear podem ser vistos na Figura 23 para o sistema em malha fechada relacionado com o método apresentado neste trabalho. Para facilitar a visualização, o experimento foi representado em 4 janelas de tempo onde ocorrem os degraus de carga. Na figura, a coluna da esquerda contém os sinais de entrada e saída do sistema e a coluna da direita contém o sinal de erro associado. Os degraus positivos de carga ocorrem aproximadamente nos momentos 0,2 s e 0,6 s e os degraus negativos de carga nos momentos 1,4 s e 1,8 s.



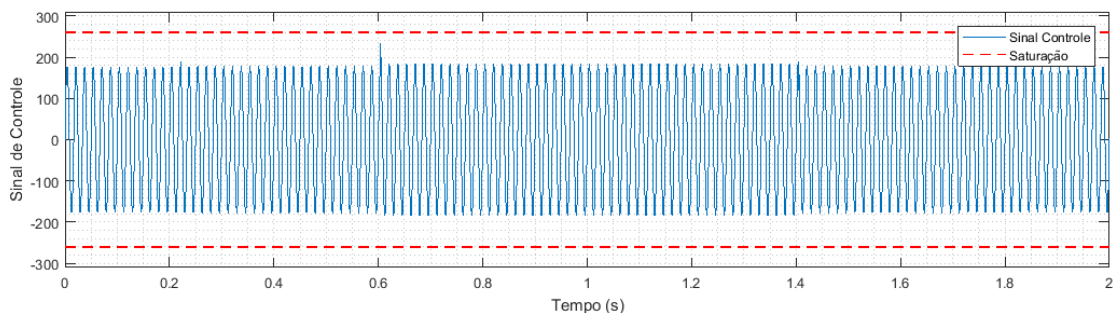
Figura 23: Tensão RMS de saída durante experimento de variação da carga linear para sistema em malha fechado relacionado com o método de (CORLETA, 2015) e com polos de  $T_d(z)$  em 0,90.



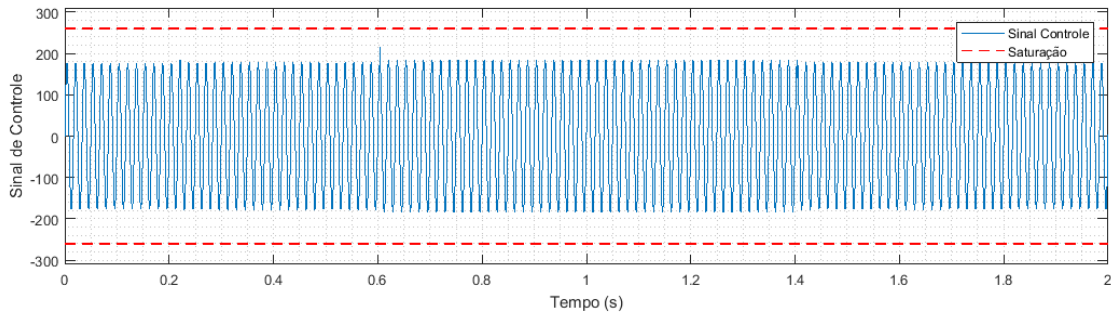
Os sinais de controle para esse cenário são apresentados nas figuras 24a e 25a, nota-se que o sinal de controle se eleva no instante em que a carga varia, mas em ambos os casos não há saturação do sinal de controle em nenhum momento. A figura equivalente à Figura 23 para o sistema em malha fechada relacionado com o método apresentado no presente trabalho possui um comportamento semelhante e devido a isso foi omitido. Pode ser visto através do sinal de controle de ambos os sistemas em malha fechada que o comportamento de ambos é semelhante e não há saturação do sinal de controle em momento nenhum.

Figura 24: Sinal de controle durante teste de degrau de carga linear com sistema em malha fechada relacionado com os polos de  $T_d(z)$  em 0,90.

(a) Metodologia do presente trabalho.



(a) Metodologia do trabalho (CORLETA, 2015).

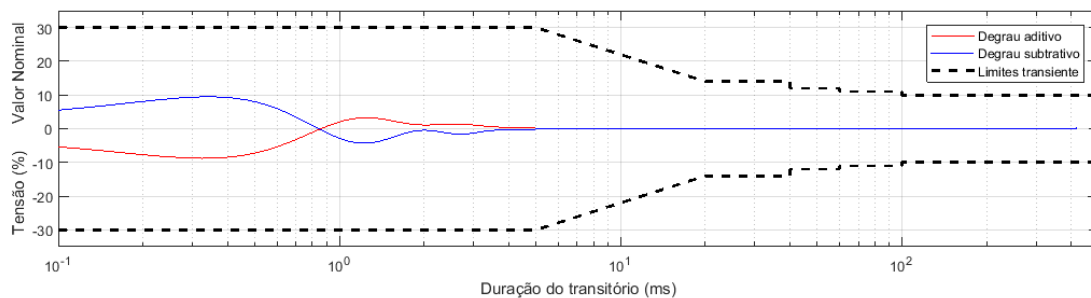


Os resultados de VR, THD e IHD para 100% da carga linear estão sumarizados na Tabela 10. Pode-se observar que todos os valores estão dentro do limite estipulado pela norma. As figuras 26a e 27a apresentam o resultado do teste de desempenho dinâmico para o teste de adição e subtração de carga linear para cada para ambos os sistemas em malha fechada. Considerando carga linear,  $V_{dev}(t)$  atingiu o valor de regime permanente em aproximadamente 5 ms para o método do (CORLETA, 2015) e por volta de 5,5 ms para o método do presente trabalho. Para ambos os controladores, destaca-se que  $V_{dev}(t)$  calculado para carga linear está dentro do Perfil 1 de tolerância da norma, mostrando que o mesmo atende o perfil mais rigoroso de tolerância da norma.

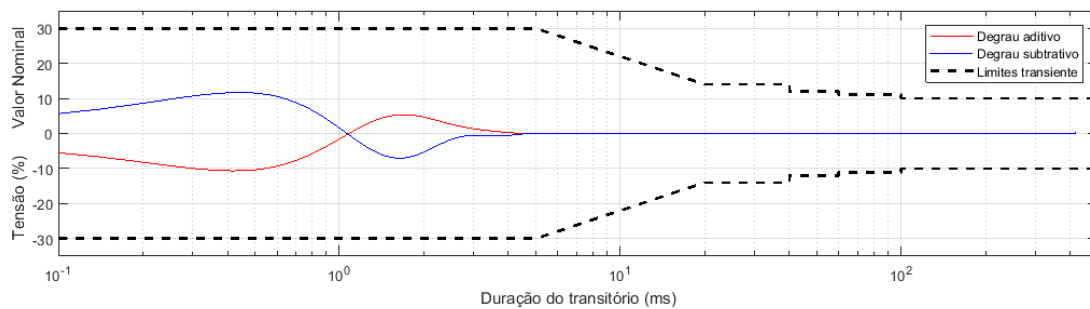
Tabela 10: Parâmetros da norma com 100% da carga linear para controladores sintonizados com polos de  $T_d(z)$  em 0,90.

| Parâmetros     | Norma IEC | Presente Trabalho | (Corleta,2015) |
|----------------|-----------|-------------------|----------------|
| Tensão RMS [V] | 127       | 126,99            | 126,99         |
| VR [%]         | +/- 10%   | -0,00             | -0,00          |
| THD [%]        | 8         | 0,107             | 0,129          |
| IHD 3 [%]      | 5         | 0,040             | 0,069          |
| IHD 5 [%]      | 6         | 0,011             | 0,020          |
| IHD 7 [%]      | 5         | 0,006             | 0,010          |
| IHD 9 [%]      | 1,5       | 0,005             | 0,006          |

Figura 26: Perfil de tolerância da tensão de saída do sistema para teste com degraus de carga linear para controlador obtido para polo de  $T_d(z)$  em 0,90.



(a) Metodologia do presente trabalho.



(a) Metodologia do trabalho (CORLETA, 2015).

## 4.5 Comentários finais

A diferença entre o método do presente trabalho e o proposto no trabalho (CORLETA, 2015) está na sintonia do ganho de realimentação de corrente na malha interna. Enquanto o método adaptado do presente trabalho define o comportamento desejado para o sistema em malha fechada e sintoniza os controladores de ambas as malhas em uma única etapa, o método de (CORLETA, 2015) define adicionalmente o modelo de referência da malha interna de realimentação de corrente ( $T_{di_L}(z)$ ) e devido a isso precisa de 2 experimentos em malha aberta: um para definir ganho de realimentação de corrente e outro para definir o ganho do controlador proporcional-ressonante (tendo o primeiro controlador já fixado).

A variável alvo de controle é a tensão de saída, mas a realimentação de corrente é utilizada para melhorar o desempenho dinâmico do sistema. É esperado que o valor do ganho seja dimensionado de tal forma que no pior dos casos o sistema possa se recuperar de um transiente com baixa variação de THD.

O método de (CORLETA, 2015) utiliza  $T_d(z)$  para definição de  $T_{di_L}(z)$ , o que cria uma relação entre a malha interna e a malha externa. A definição da malha interna fixa o comportamento desejado para corrente visando melhorar o desempenho de para o sinal de saída em tensão. O método adaptado do presente trabalho não impõe nenhuma relação entre a malha interna e a malha externa nem restrições para os valores do ganho de corrente.

Devido a isso, utilizando o método de (CORLETA, 2015) a faixa de ganhos de realimentação de corrente ficou inteira dentro da faixa de sobre-amortecimento, ao contrário do método do presente trabalho que apresentou maior variabilidade de valores de ganho da malha interna incluindo ganhos fora da faixa desejada, como pode ser observado na Figura 15.

Entretanto pode-se notar que, desconsiderando os controladores fora da faixa de sobre-amortecimento, os controladores possuem desempenho semelhantes. Isso é exemplificado pelos resultados apresentados nesse capítulo ao verificar o valor de custo calculada para os controladores (Tabela 5) e ao comparar o desempenho de controladores obtidos com ambos os métodos e considerando o mesmo valor de polo para  $T_d(z)$  (como apresentado nas subseções 4.4.1 e 4.4.2).

Os parâmetros dos controladores sintonizados utilizando o método adaptado do presente trabalho possuem valores absolutos semelhantes ou maiores. Os resultados mostram que mesmo para o caso como onde os parâmetros dos controladores obtidos possuem valor absoluto maior o desempenho é semelhante e sem elevado esforço de controle. Esse caso é apresentado na Subseção 4.4.1 e o esforço de controle pode ser verificado nos

gráficos da Figura 21.

Dessa forma, considera-se que ambos os métodos de sintonia são efetivos em gerar controladores que atendam as especificações da norma sem gerar esforço de controle excessivo. Os controladores sintonizados com ambos os métodos possuem desempenho semelhante para a faixa de polos de  $T_d(z)$  definida por  $0,66 \leq polo \leq 0,95$ .

## 5 CONCLUSÃO

O trabalho apresentou controladores para um sistema UPS de dupla conversão. A metodologia aplicada nesse trabalho pode ser utilizada em qualquer sistema onde o alvo de controle é a saída de tensão de um inversor de frequência. A principal contribuição deste trabalho foi a aplicação do método VRFT adaptado para calcular os ganhos do controlador da malha interna e da malha externa em uma única etapa. Comparado com o trabalho de (CORLETA, 2015), o presente trabalho reduziu pela metade a quantidade necessária de ensaios em malha aberta. Além disso em (CORLETA, 2015) são utilizados dois modelos de referência (um para malha externa e um para malha interna) e na presente metodologia adaptada é necessária a especificação de somente um modelo.

A vantagem do uso de somente um ensaio é a redução de custo. Já que em aplicações práticas, cada teste realizado pode implicar parada de processos e acarretam, portanto, um custo financeiro associado. Além disso, a vantagem quanto ao uso de somente um modelo de referência diminui o tempo que o projetista precisa dedicar especificando o sistema, principalmente pelo fato de que não é desejado levantar o modelo do comportamento específico da corrente, pois a variável controlada é a saída de tensão.

A desvantagem de utilizar somente o modelo de referência do sistema como um todo é que, ao flexibilizar os possíveis valores de ganho de corrente, pode-se obter valores do ganho que não se encontram na faixa ideal (faixa de sobre-amortecimento) e, dessa forma, não melhoram o desempenho dinâmico do sistema em malha fechada, podendo levar o sistema à instabilidade.

Entretanto pode-se notar que, desconsiderando os controladores fora da faixa de sobre-amortecimento, os resultados de desempenho foram muito semelhantes entre os controladores sintonizados com os métodos distintos para um mesmo valor de polo de  $T_d(z)$ . Mais especificamente, os controladores sintonizados com ambos os métodos possuem desempenho semelhante para a faixa de polos de  $T_d(z)$  definida por  $0,66 \leq \text{polo} \leq 0,95$ . Dessa forma, considera-se que ambos os métodos de sintonia são efetivos em gerar controladores que atendam as especificações da norma sem gerar esforço de controle excessivo.

## 6 TRABALHOS FUTUROS

Apesar dos resultados obtidos em simulação computacional terem sido satisfatórios, não foi realizado experimento prático diretamente em um sistema UPS físico. A metodologia proposta neste trabalho pode vir ser modificada para melhor se adaptar ao experimento prático. O método VRFT considera que o processo é ideal, sem a presença de ruído. Dessa forma, pode-se alterar o método visando considerar o efeito de ruídos presentes no sistema físico. Quando há presença de ruído uma alternativa apresentada no livro (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011) é o uso de variáveis instrumentais, assim como realizado no trabalho (SCHILDT, 2014). A utilização de variáveis instrumentais requer a coleta de dois sinais de saída,  $y(t)$  e  $y'(t)$  sob mesma excitação de entrada, de forma que os dois sinais coletados estejam corrompidos por ruído de forma decorrelacionada. O cálculo do  $\rho$  apresentado na Equação (22) pode ser minimizado com a utilização de variáveis instrumentais.

No presente trabalho não foram utilizadas cargas não lineares para avaliar o desempenho do sistema UPS. Isso é especialmente relevante para o controle do sistema real, pois cargas não lineares, como por exemplo equipamentos eletrônicos que possuem retificadores, estão cada vez mais presentes no mercado. A utilização desse tipo de carga implica em inserção de componentes harmônicas indesejadas na saída do sistema. Dessa forma, outra alteração que pode ser feita é somar ao controlar proporcional-ressonante outros modos de ressonância para filtrar as componentes harmônicas mais relevantes, tal como apresentado nos trabalhos (PEREIRA et al., 2014) e (BERTOLDI, 2019). Em tal caso, o uso de um conjunto de controladores ressonantes teoricamente melhoraria o desempenho do sistema em malha fechada quando a carga conectada ao sistema for não linear e, assim, cumprir com as especificações da norma.

## REFERÊNCIAS

- AAMIR, M. et al. Uninterruptible power supply (ups) system. *Elsevier Renewable and sustainable energy reviews*, v. 58, p. 1395–1410, mai. 2016.
- ABNT. *NBR-15014: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia*. Rio de Janeiro, 2003. p. 5.
- ABNT. *NBR-15204: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) – Segurança e desempenhos*. Rio de Janeiro, 2005. p. 78.
- ANSI/IEEE. *ANSI/IEEE-Std 446-1995: IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications*. New York, 1995. p. 7–77.
- ANSI/IEEE. *ANSI/IEEE-Std 944: IEEE Recommended Practice for the Application and Testing of Uninterruptible Power Supplies for Power Generating Stations*. New York, 1986. p. 28.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. *Data-driven controller design: the H2 approach*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011.
- BERTOLDI, R. *Controlador Múltiplo-Ressonante de Ganho Finito Aplicado A Fontes Ininterruptas de Energia*. 2019. f. 124. Dissertação de mestrado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica e Materiais, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.
- BUENO-CONTRERAS, H.; RAMOS, G. A.; COSTA-CASTELLÓ, R. Robust  $H_{\infty}$  Design for Resonant Control in a CVCF Inverter Application over Load Uncertainties. *Electronics*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 9, n. 1, p. 66, 2020.
- CAMPI, M. C.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. M. Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica*, v. 38, n. 8, p. 1337–1346, 2002.
- CARBALLO, R. E. et al. Design approach of discrete-time resonant controllers for uninterruptible power supply applications through frequency response analysis. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 15, p. 2871–2879, 2016.
- CÁRDENAS, R. et al. Resonant control system for low-voltage ride-through in wind energy conversion systems. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 6, p. 1297–1305, 2016.
- CORLETA, A. *AJUSTE DE CONTROLADORES PARA UPS PELO MÉTODO VRFT*. 2015. f. 58. Trabalho de conclusão de curso – Curso de graduação em engenharia elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.

- CORLETA, A. et al. Data-driven control design applied to uninterruptible power supplies. In: IEEE. 2016 IEEE Conference on Control Applications (CCA). [S.l.: s.n.], 2016. p. 1312–1317.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. *Elsevier Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.
- IEC. *IEC-61000-2-2: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*. Geneva, 2002. p. 57.
- IEC. *IEC-62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*. Geneva, 2011. p. 214.
- L. REMES, C. et al. Virtual Reference Feedback Tuning applied to cascade control. *IET The Institution of Engineering and Technology*, submetido em 2020.
- LI, Y. W. Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters With *LC* Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 5, p. 1511–1521, 2009. DOI: 10.1109/TIE.2008.2009562.
- LJUNG, L. System identification: theory for the user. *PTR Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ*, p. 1–14, 1999.
- MIRHOSSEINI, M. et al. Resonant versus conventional controllers in grid-connected photovoltaic power plants under unbalanced grid voltages. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 7, n. 3, p. 1124–1132, 2016.
- MONFARED, M.; GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Analysis, design, and experimental verification of a synchronous reference frame voltage control for single-phase inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 1, p. 258–269, 2013.
- 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, mar. 2014.
- RAZI, R.; KARBASFOROOSHAN, M.-S.; MONFARED, M. Multi-loop control of UPS inverter with a plug-in odd-harmonic repetitive controller. *ISA transactions*, Elsevier, v. 67, p. 496–506, 2017.
- SCHILDT, A. N. *SÍNTESE DE CONTROLADORES RESSONANTES BASEADO EM DADOS APLICADO A FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA*. 2014. f. 80. Dissertação de mestrado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica e Materiais, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.
- TISCHER, C. B. et al. Proportional-resonant control applied on voltage regulation of standalone SEIG for micro-hydro power generation. *IET Renewable Power Generation*, v. 11, n. 5, p. 593–602, 2017.
- WANG, X. et al. A proportional resonant control strategy for efficiency improvement in extended range electric vehicles. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 2, p. 204, 2017.