

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ALESSANDRO NAKONECZNY SCHILDT**

**SÍNTESE DE CONTROLADORES  
RESSONANTES BASEADO EM DADOS  
APLICADO A FONTES  
ININTERRUPTAS DE ENERGIA**

Porto Alegre  
2014

ALESSANDRO NAKONECZNY SCHILDT

**SÍNTESE DE CONTROLADORES  
RESSONANTES BASEADO EM DADOS  
APLICADO A FONTES  
ININTERRUPTAS DE ENERGIA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.  
Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella

Porto Alegre  
2014

**ALESSANDRO NAKONECZNY SCHILDT**

**SÍNTESE DE CONTROLADORES  
RESSONANTES BASEADO EM DADOS  
APLICADO A FONTES  
ININTERRUPTAS DE ENERGIA**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira, UFRGS

Doutor pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica – São José dos Campos, SP

Banca Examinadora:

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

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

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS

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

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, PUC-RS

Doutor pela Universidade de Newcastle – Newcastle, Australia

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella

Porto Alegre, julho de 2014.

*À memória do meu avô Benno Schildt.*

## **AGRADECIMENTOS**

Meus agradecimentos são para minha família que mesmo bem longe de mim me deram apoio incondicional para que pudesse realizar o trabalho. Aos meus orientadores Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira e Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella pela paciência e também pelas orientações dadas. Aos meus amigos de laboratório Renê Benvenuti, Charles Lorenzini e Ricardo Schäffer pelas conversas que ajudaram na conclusão do trabalho e pelo companheirismo.

Tenho imensa gratidão ainda por aquelas pessoas que me deram a oportunidade de ter uma ótima estadia em Porto Alegre: aos meus amigos de moradia Thiago Michelin e Felipe Figueiredo por terem me acolhido; a minha namorada Alessandra Kimura pelo apoio dado; ao meu amigo e companheiro de disciplinas Maurício Longhi pela sua amizade e preocupação; além de Oscar Becerra, Yuli Pizzaro, Andrea Gonzalez, Luana Müller, Rodrigo Bertoldi, Roberto Kauê e Bruno Vasconcelos que de alguma forma tornaram este período especial.

Por fim, agradeço ao CNPq pela bolsa de estudos concedida para que o trabalho fosse realizado.

## RESUMO

Este trabalho trata da utilização de um método de sintonia de controladores baseado nos dados obtidos da planta. A proposta é a sintonia de controladores ressonantes para aplicação em inversores de frequência presentes em fontes ininterruptas de energia, com o intuito de seguimento de referência senoidal de tensão. Dentro deste contexto, será usado o algoritmo *Virtual Reference Feedback Tuning*, o qual é um método de identificação de controladores baseado em dados que não é iterativo e não necessita do modelo do sistema para identificar o controlador. A partir dos dados obtidos da planta e também da definição de um modelo de referência pelo projetista, o método estima os parâmetros de uma estrutura fixada previamente para o controlador através da minimização de uma função custo definida pelo erro entre a saída desejada e a saída real. Além disso, uma realimentação de corrente é necessária na malha de controle, onde seu ganho proporcional é definido por experimento empírico. Para demonstrar a utilização do método são apresentados resultados simulados e práticos de uma fonte ininterrupta de energia com potência de 5 *kVA* utilizando cargas lineares e não-lineares. É avaliado o desempenho do ponto de vista da qualidade do sinal de saída real obtido com controladores sintonizados a partir de diferentes modelos de referência, além do uso de sinais de excitação diversos para o algoritmo *VRFT*. Os resultados experimentais são obtidos em um inversor de frequência monofásico com uma plataforma em tempo real baseada na placa de aquisição de dados *dSPACE DS1104*. Os resultados mostram que, em relação as normas internacionais, o sistema de controle proposto possui bom comportamento para seguimento de referência, operando à vazio ou utilizando carga linear.

**Palavras-chave:** Fontes Ininterruptas de Energia, Controladores Ressonantes, Controle Baseado em Dados, *VRFT*.

## ABSTRACT

This work discusses about controller tuning methods based on plant data. The proposal is to tune resonant controllers for application to the frequency inverters found in uninterruptible power supplies, with the goal of following sinusoidal reference signals. Within this context, the Virtual Reference Feedback Tuning algorithm is used, which is a data-driven controller identification method that is not iterative and does not require a system model to identify the controller. Data obtained from the plant and also the definition of a reference model by the designer, are used by the method to estimate the parameters of a previously fixed controller structure through the minimization of a cost function, which is defined by the error between desired and actual outputs. Moreover, a current feedback is required in the control loop where the proportional gain is defined by empirical experiment. To demonstrate the method's application, simulated and practical results of an uninterruptible power supply with capacity of the 5  $kVA$  will be presented employing linear and nonlinear loads. Evaluates the performance in terms of system's actual output quality, obtained with controllers tuned with different reference models. Distinct excitation signals are also used to feed the VRFT algorithm. The experimental results achieved from use of an single-phase inverter and a real-time platform based on data acquisition board *dSPACE* DS1104. The results show that, with respect to international standards, the proposed control system has good performance for tracking reference, operating at empty or using linear load.

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

# SUMÁRIO

<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES</b> . . . . .	9
<b>LISTA DE TABELAS</b> . . . . .	12
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b> . . . . .	13
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> . . . . .	14
<b>1 INTRODUÇÃO</b> . . . . .	15
<b>2 FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA</b> . . . . .	18
<b>2.1 Inversor de Frequência</b> . . . . .	19
<b>2.2 Modelagem Matemática</b> . . . . .	20
<b>2.3 Especificações das Cargas</b> . . . . .	21
<b>2.4 Normas</b> . . . . .	22
2.4.1 IEEE Std 944 . . . . .	22
2.4.2 IEC 62040-3 . . . . .	23
2.4.3 NBR 15014:2003 . . . . .	23
<b>2.5 Observações Finais</b> . . . . .	25
<b>3 ESTRUTURA DO CONTROLADOR</b> . . . . .	26
<b>3.1 Controlador Ressonante</b> . . . . .	26
<b>3.2 Ganho de Corrente Proporcional</b> . . . . .	29
3.2.1 Determinação do Ganho de Corrente Baseado em Experimento . . . . .	30
<b>3.3 Escolha da Estrutura do Controlador</b> . . . . .	31
<b>3.4 Observações Finais</b> . . . . .	31
<b>4 CONTROLE BASEADO EM DADOS</b> . . . . .	33
<b>4.1 Considerações Iniciais</b> . . . . .	33
<b>4.2 Virtual Reference Feedback Tuning</b> . . . . .	35
4.2.1 Uso de dados com ruído . . . . .	36
4.2.2 Filtro $L(z)$ . . . . .	37
<b>4.3 Projeto de Experimento</b> . . . . .	39
4.3.1 Escolha do Sinal de Entrada . . . . .	39
4.3.2 Escolha do Modelo de Referência . . . . .	40
<b>4.4 Observações Finais</b> . . . . .	44



<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b>	45
<b>5.1</b>	<b>Sistema Utilizado</b>	45
5.1.1	Blocos de Simulação	46
5.1.2	Implementação Prática	47
<b>5.2</b>	<b>Descrição dos Experimentos</b>	50
5.2.1	Descrição em Relação ao Algoritmo $VRFT$	50
<b>5.3</b>	<b>Resultados Utilizando Modelo de Referência <math>T_{d1}</math></b>	51
5.3.1	Resultado 1: usando entrada de excitação $u_1(t)$	51
5.3.2	Resultado 2: usando entrada de excitação $u_2(t)$	56
<b>5.4</b>	<b>Resultados Utilizando Modelo de Referência <math>T_{d2}</math></b>	60
5.4.1	Resultado 3: usando entrada de excitação $u_1(t)$	60
5.4.2	Resultado 4: usando entrada de excitação $u_2(t)$	64
5.4.3	Resultado 5: aplicando carga não-linear	68
<b>5.5</b>	<b>Observações Finais</b>	69
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	70
	<b>REFERÊNCIAS</b>	73
	<b>ANEXO A ARTIGO ACEITO PARA APRESENTAÇÃO NO CBA 2014</b>	76
	<b>ANEXO B DIAGRAMA ELÉTRICO DO INVERSOR MONOFÁSICO</b>	77
	<b>ANEXO C DIAGRAMA ELÉTRICO DA CARGA UTILIZADA</b>	79

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1:	Diagrama de blocos do sistema <i>UPS</i> de dupla conversão visto na norma ( <i>NBR 15014</i> , 2003). . . . .	18
Figura 2:	Diagrama esquemático do inversor de frequência do sistema <i>UPS</i> , visto em (PEREIRA et al., 2013). . . . .	19
Figura 3:	Topologia de carga não-linear apresentada na norma IEC 62040-3. . . . .	22
Figura 4:	Envelope de tensão para a ocorrência de transientes no sistema. Extraído e traduzido de IEEE Std 944. . . . .	23
Figura 5:	Classificações para regime transitório da tensão de saída do inversor de frequência, dadas a partir da norma IEC 62040-3. . . . .	24
Figura 6:	Diagrama de Bode de um controlador ressonante no domínio contínuo. . . . .	27
Figura 7:	Círculo unitário com representação de polos complexos conjugados. . . . .	28
Figura 8:	Representação por blocos do controlador ressonante discreto. . . . .	28
Figura 9:	Diagrama de Bode para comparação frequencial do sistema com e sem realimentação de corrente. . . . .	30
Figura 10:	Resposta ao degrau para determinar faixa de valores de ganho de corrente. . . . .	31
Figura 11:	Resultado para controlador obtido com o algoritmo proposto sem o uso da realimentação de corrente. . . . .	32
Figura 12:	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada com a estrutura de controlador proposta. . . . .	32
Figura 13:	Diagrama de Malha Fechada de um sistema dinâmico genérico. . . . .	34
Figura 14:	Sistema usado para determinar a referência virtual e capturar os dados usados. . . . .	35
Figura 15:	Diagrama de blocos da simulação de malha fechada utilizando o <i>software MATLAB</i> . . . . .	46
Figura 16:	Diagramas de blocos das estruturas da Figura 15. . . . .	47
Figura 17:	Simulação do inversor de frequência monofásico e da carga utilizando o <i>software PSIM</i> . . . . .	47
Figura 18:	Estrutura utilizada para aquisição dos resultados práticos. . . . .	48
Figura 19:	<i>dSPACE DS1104 Controller Board</i> . . . . .	48
Figura 20:	Diagrama de blocos do controlador desenvolvido no <i>Matlab/Simulink</i> para aplicação do sistema em tempo real. . . . .	49
Figura 21:	Blocos expandidos do diagrama da Figura 20. . . . .	49
Figura 22:	Exemplo de saída capturada com o osciloscópio <i>Tektronics TDS 2014</i> . . . . .	49
Figura 23:	Primeiro exemplo de conjunto de dados de entrada e saída de sistema real utilizados para experimento do <i>VRFT</i> . . . . .	51

Figura 24:	Segundo exemplo de conjunto de dados de entrada e saída de sistema real utilizados para experimento do $V_{RFT}$ . . . . .	51
Figura 25:	Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (77) e realimentação de corrente. . . . .	52
Figura 26:	Perfil da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (77) em simulação. . . . .	53
Figura 27:	Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência $T_{d1}$ com a malha de controle utilizando controlador da equação (77) e realimentação de corrente. . . . .	53
Figura 28:	Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (77) e realimentação de corrente. . . . .	54
Figura 29:	Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (77).	54
Figura 30:	Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (77). . . . .	55
Figura 31:	Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (77). . . . .	55
Figura 32:	Medida de $THD$ para sistema em malha fechada utilizando controlador (77). . . . .	56
Figura 33:	Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (78) e realimentação de corrente. . . . .	57
Figura 34:	Perfil da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (78) em simulação. . . . .	57
Figura 35:	Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência $T_{d1}$ com a malha de controle utilizando controlador da equação (78) e realimentação de corrente. . . . .	57
Figura 36:	Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (78) e realimentação de corrente. . . . .	58
Figura 37:	Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (78).	58
Figura 38:	Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (78). . . . .	59
Figura 39:	Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (78). . . . .	59
Figura 40:	Medida de $THD$ para sistema em malha fechada utilizando controlador (78). . . . .	59
Figura 41:	Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (79) e realimentação de corrente. . . . .	61
Figura 42:	Perfil da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (79) em simulação. . . . .	61
Figura 43:	Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência $T_{d2}$ com a malha de controle utilizando controlador da equação (79) e realimentação de corrente. . . . .	61
Figura 44:	Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (79) e realimentação de corrente. . . . .	62
Figura 45:	Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (79).	62
Figura 46:	Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (79). . . . .	63
Figura 47:	Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (79). . . . .	63

Figura 48:	Medida de <i>THD</i> para sistema em malha fechada utilizando controlador (79).	63
Figura 49:	Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (80) e realimentação de corrente.	64
Figura 50:	Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (80) em simulação.	65
Figura 51:	Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência $T_{d2}$ com a malha de controle utilizando controlador da equação (80) e realimentação de corrente.	65
Figura 52:	Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (80) e realimentação de corrente.	66
Figura 53:	Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (80).	66
Figura 54:	Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (80).	67
Figura 55:	Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (80).	67
Figura 56:	Medida de <i>THD</i> para sistema em malha fechada utilizando controlador (80).	67
Figura 57:	Regime permanente com carga não-linear nominal, utilizando controlador (80) e simulador.	68
Figura 58:	Regime permanente com carga não-linear nominal, utilizando controlador (80).	68

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Níveis de $THD$ para harmônicas individuais em redes de baixa tensão, segundo a norma IEC 61000-2-2. . . . .	25
Tabela 2:	Ganho, polos e zero para Modelo de Referência do caso 1. . . . .	42
Tabela 3:	Ganho, polos e zero para Modelo de Referência do caso 2. . . . .	43
Tabela 4:	Parâmetros do sistema. . . . .	45
Tabela 5:	Dimensionamento dos componentes das cargas. . . . .	46
Tabela 6:	Resumo dos valores de $THD$ para o primeiro conjunto de resultados simulados. . . . .	52
Tabela 7:	Resumo dos valores de $THD$ para o primeiro conjunto de resultados práticos. . . . .	55
Tabela 8:	Resumo dos valores de $THD$ para o segundo conjunto de resultados simulados. . . . .	56
Tabela 9:	Resumo dos valores de $THD$ para o segundo conjunto de resultados práticos. . . . .	59
Tabela 10:	Resumo dos valores de $THD$ para o terceiro conjunto de resultados simulados. . . . .	60
Tabela 11:	Resumo dos valores de $THD$ para o terceiro conjunto de resultados práticos. . . . .	63
Tabela 12:	Resumo dos valores de $THD$ para o quarto conjunto de resultados simulados. . . . .	64
Tabela 13:	Resumo dos valores de $THD$ para o quarto conjunto de resultados práticos. . . . .	67
Tabela 14:	Parâmetros do controlador ressonante determinados pelo método $V_{RFT}$ e respectivo custo $J^{MR}$ . . . . .	69
Tabela 15:	Comportamento dinâmico da saída do sistema real para cada estrutura de controlador implementado. . . . .	69

## LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CA	Corrente Alternada
CbT	<i>Correlation based Tuning</i>
CC	Corrente Contínua
FDT	<i>Frequency Domain Tuning</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commision</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IFT	<i>Iterative Feedback Tuning</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
LC	Filtro Indutor-Capacitor
LMI	<i>Linear Matrix Inequality</i>
MQ	Mínimos Quadrados
PD	Controlador Proporcional-Derivativo
PI	Controlador Proporcional-Integral
PID	Controlador Proporcional-Integral-Derivativo
PMI	Princípio do Modelo Interno
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VI	Variáveis Instrumentais
VRFT	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_f$	Capacitor do filtro do inversor de frequência
$\bar{E}(\cdot)$	Valor esperado estimado
$f$	Frequência de amostragem
$J(\cdot)$	Função custo
$K_{pwm}$	Ganho com relação à modulação <i>PWM</i>
$L_f$	Indutor do filtro do inversor de frequência
$R_{L_f}$	Resistência do filtro do inversor de frequência
$T_a$	Período de amostragem
$V_{CC}$	Tensão do barramento CC
$V_{C_f}$	Tensão sobre o capacitor do Filtro <i>LC</i> e tensão de saída do sistema
$\omega_n$	Frequência de interesse para controlador ressonante
$Y_0$	Admitância da carga na saída do inversor de frequência

# 1 INTRODUÇÃO

Fontes Ininterruptas de Energia, ou *Uninterruptible Power Supplies (UPS)*, são utilizadas para ocasiões nas quais ocorrem falhas de fornecimento de energia elétrica e há a necessidade de fornecimento ininterrupto de energia para cargas críticas, as quais podem ser: equipamentos hospitalares, militares, servidores, roteadores, centrais telefônicas, entre outros. Sendo assim, é um equipamento que tem por necessidade seguir uma referência igual a da rede elétrica convencional das concessionárias de energia elétrica. Ademais, a tensão fornecida deve possuir atributos de qualidade, as quais são ditadas por normas internacionais e são mensuráveis através da Taxa de Distorção Harmônica, ou *Total Harmonic Distortion (THD)*, variação de frequência e de nível de tensão *RMS* e pelo tempo de recuperação quando ocorre variação da carga do sistema.

Os sistemas *UPS* são formados por alguns subsistemas, dos quais podem ser destacados o retificador, o conjunto de baterias e o inversor de frequência. Este último será objeto de estudo do trabalho, pois está ligado diretamente à carga e, além disso, a tensão fornecida por este subsistema deve possuir as características de qualidade mencionadas.

Com isso, a ideia é projetar um controlador dinâmico para o sistema em questão. O projeto de controladores dinâmicos tem a intenção de obter uma função matemática ou alguns parâmetros a partir da existência de um processo ou equipamento, no qual se deseja alcançar determinado comportamento desejado que respeite certos requisitos de desempenho (OGATA, 2003). Este comportamento desejado é dado por critérios de desempenho que podem ser definidos para o regime transitório ou permanente, tais como: seguimento de referência, rejeição a distúrbios, menor esforço de controle, tempo de acomodação, máximo sobressinal, entre outros.

Sendo assim, para atingir um comportamento adequado para suprir o tipo de energia necessária para os equipamentos que são conectados ao sistema foram desenvolvidos vários tipos de controladores dinâmicos para a aplicação. O primeiro controlador a ser destacado é o controlador PID, que ainda é o mais utilizado neste tipo de aplicação e sua concepção pode ser vista em (WILMANN et al., 2007) e (RECH; PINHEIRO, 2000). Porém, o controlador do tipo PID não é uma boa escolha para esta aplicação, já que funcionará com atraso devido a necessidade de medição da tensão *RMS*. Nos trabalhos (WILMANN et al., 2007) e (PINTO; SEPÚLVEDA, 2012), os autores apresentam maneiras distintas no aperfeiçoamento do desempenho deste tipo de controlador, onde a medição da tensão *RMS* é feita em meio ciclo ao invés de um ciclo completo, porém não extingue o problema de atraso. Na maioria das vezes, o projeto deste tipo de controlador é feito empiricamente por tentativa-erro, deteriorando o comportamento dinâmico que o sistema apresenta.

Além do controlador PID pode ser ressaltado o uso de controlador do domínio discreto do tipo *dead-beat*, o qual tem sua elaboração dada nos trabalhos de (JUNG et al.,



1997) e (MATAVELLI, 2005). Outros controladores utilizados são aqueles baseados no princípio do modelo interno (PMI), o qual é descrito por (FRANCIS; WONNHAM, 1976) e (CHEN, 2009) como sendo a introdução, na malha de controle, do modelo matemático da referência que deseja-se seguir. Estes controladores são apropriados para o tipo de aplicação, já que as cargas normalmente aplicadas sobre o sistema são fontes de distúrbios periódicos, cujos efeitos podem ser modelados por uma soma de senoides (SAINZ; MESAS; FERRER, 2008), e que são passíveis de minimização pelo uso do PMI. Os controladores baseados neste princípio utilizados para seguimento de referência senoidal são: o controlador repetitivo e o controlador ressonante. O controlador repetitivo (PEREIRA et al., 2011) e (ZHOU; WANG; LOW, 2000) possui a vantagem de rejeitar perturbações de maneira eficaz, porém acaba tendo algumas desvantagens tais como: erro de seguimento de regime e necessidade de um *buffer* de memória grande devido a quantidade de polos que se deseja implementar. Já o controlador ressonante (PEREIRA et al., 2013) e (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006) é um controlador que tem por definição a imposição, quando no domínio contínuo, de polos complexos conjugados sobre o eixo imaginário. Os dois últimos controladores, por sua vez, podem ter suas estruturas definidas de inúmeras maneiras, porém para atingir uma solução ótima utiliza-se uma formulação baseada em Desigualdades Matriciais Lineares, ou *Linear Matrix Inequalities (LMIs)*, que garantem robustez na determinação dos parâmetros do controlador, porém para aplicar este tipo de técnica em um processo industrial acaba sendo oneroso dependendo da planta que se deseja controlar, pois pode ser necessário identificar o modelo matemático do sistema se este não for conhecido.

A fim de obter um controlador que possua um desempenho dinâmico apropriado para o sistema e, também, diminuir a complexidade de implementação deste em um processo industrial, existem métodos de sintonia de controladores que são baseados em dados, os quais minimizam determinadas funções custo. A partir de dados coletados da entrada e da saída do sistema e da definição de um modelo de referência escolhido *a priori* estima-se os parâmetros do controlador (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Na literatura são vistos métodos iterativos, e também, métodos diretos. Os métodos iterativos necessitam de experimentos realizados na planta para que o controlador seja atualizado, o que pode causar certo desconforto quando aplicado a um processo industrial, pois poderá ser necessário várias iterações para a sintonia do controlador. Em contrapartida aos métodos iterativos, há um método que é baseado num conjunto de dados proveniente do sistema que é o *Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT)* (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2000) e (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002). Este último ainda minimiza uma função custo quadrática, baseada em seguimento de referência, portanto, é um método apropriado para a aplicação proposta para o sistema *UPS*.

Para demonstrar o funcionamento da proposta de identificação do controlador dinâmico para o sistema definido, alguns projetos de experimentos para o *VRFT* serão abordados com o intuito de avaliar o desempenho do sistema *UPS* em relação aos objetivos determinados pelas normatizações internacionais. Para isso, será proposto o uso de diferentes entradas para alimentar o algoritmo *VRFT*, bem como a alternância do modelo de referência que está atrelado a identificação dos parâmetros do controlador.

A partir do que foi exposto, é possível destacar que as motivações para a realização deste trabalho concentram-se na inexistência da determinação de controladores para inversores de frequência monofásicos a partir do uso de algoritmos que utilizam dados para a identificação dos parâmetros do controlador. Outra contribuição é a escolha adequada de um modelo de referência para a utilização do algoritmo *VRFT*. Outrossim, do ponto

de vista industrial, a adoção de controladores ressonantes poderá se tornar mais rápida, já que com o uso do *VRFT* o projetista do equipamento dependerá apenas da captura dos dados de funcionamento da planta para desenvolver o controlador. Para o trabalho será aplicado como critério o seguimento de referência senoidal com amplitude e frequência iguais aquelas providas pelas redes de baixa tensão das concessionárias de energia elétrica.

O texto é apresentado de forma que no Capítulo 2 há uma descrição do sistema *UPS* utilizado para os experimentos teóricos e práticos, compreendendo a modelagem matemática do sistema, as normas internacionais, bem como a nacional, que descrevem o comportamento dinâmico do sistema e as topologias encontradas à disposição no mercado, além de um breve relato sobre as especificações das cargas lineares e não-lineares que podem ser aplicadas no sistema. No Capítulo 3, é introduzida a estrutura do controlador, que possui um modo ressonante e uma realimentação de corrente, além de expor o funcionamento do controlador ressonante e a obtenção do ganho proporcional da realimentação de corrente. No capítulo também é discutido a necessidade da utilização do ganho de corrente na malha de controle.

No Capítulo 4, é disposta a teoria de controle baseado em dados, com ênfase na discussão do método *VRFT* utilizado para obter os parâmetros do controlador ressonante. Descreve-se ainda como se deu o projeto de experimento a partir da escolha do modelo de referência, da definição do sinal de entrada que alimenta o método e o seu pré-processamento.

No Capítulo 5 serão abordados os resultados obtidos com a utilização do controlador projetado para a processo simulado e para o processo real, com a descrição dos equipamentos usados e dos parâmetros do processo. Por fim, no Capítulo 6 serão apresentadas as conclusões atingidas após o fim dos experimentos, bem como, a definição de trabalhos futuros relacionados a este.

## 2 FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

Neste capítulo será abordado o comportamento do sistema utilizado para desenvolver a formulação matemática e os testes simulados e práticos. As Fontes Ininterruptas de Energia, ou *Uninterruptible Power Supplies (UPS)* são sistemas usados para prover energia elétrica confiável e de qualidade para aqueles equipamentos que não podem ter o seu funcionamento suspenso, tais como: servidores, dispositivos de segurança, utensílios hospitalares, entre outros.

Com relação a sua estruturação é visto que independente da topologia da *UPS* esta é formada basicamente por três partes:

- Retificador;
- Conjunto de baterias;
- Inversor de Frequência.

A partir da Figura 1 é possível verificar como se dá o funcionamento básico da *UPS*. O sistema *UPS* é conectado à rede da concessionária de energia através de um retificador, o qual tem por necessidade transformar tensão *CA* em tensão *CC*. Quando ocorre uma falta na energia fornecida pela concessionária, a alimentação dos equipamentos conectados à *UPS* é suprida pela energia armazenada nas baterias do sistema, que é convertida pelo inversor de frequência de tensão *CC* para tensão *CA*.

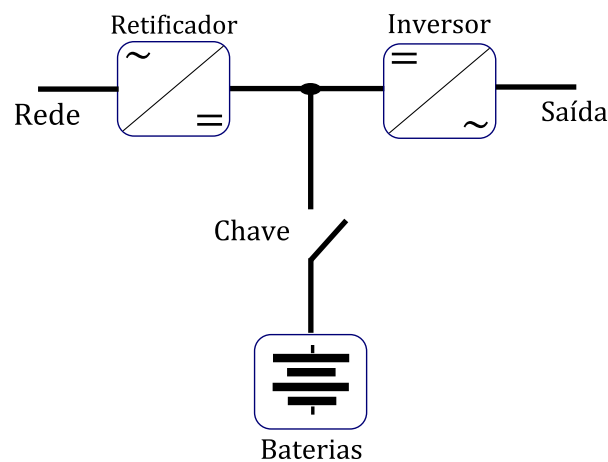


Figura 1: Diagrama de blocos do sistema *UPS* de dupla conversão visto na norma (NBR 15014, 2003).

Sendo assim, para o trabalho atual será descrito o módulo inversor de frequência que converte tensão *CC* em tensão *CA*.

## 2.1 Inversor de Frequência

O inversor de frequência é um módulo de potência que tem por finalidade converter um sinal de tensão contínua em alternada. É um equipamento utilizado em situações que necessitam de uma tensão elétrica ajustável, para que se possa aplicá-la, por exemplo, em geração de tensão senoidal para Fontes Ininterruptas de Energia, acionamento de motores elétricos de indução, bem como aquelas aplicações de energia eólica e energia solar que necessitam converter em tensão comercial a energia armazenada em baterias.

As topologias de inversores de frequência mais comumente encontrados no mercado são (NBR 15014, 2003):

- Inversor de Meia Ponte;
- Inversor de Ponte Completa; e
- Inversor Push-Pull.

Como o sistema físico utilizado possui a topologia de meia ponte, é esta que será descrita de acordo com a Figura 2.

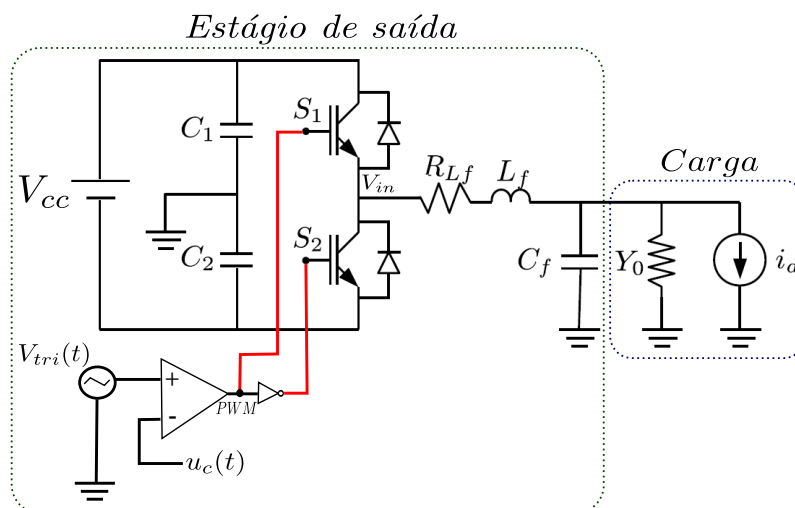


Figura 2: Diagrama esquemático do inversor de frequência do sistema UPS, visto em (PEREIRA et al., 2013).

Para que possa ser gerado um sinal senoidal sobre a carga conectada ao sistema são utilizados transistores *Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs)*, que podem ser vistos na Figura 2 como sendo os dispositivos  $S_1$  e  $S_2$ . Para gerar o sinal senoidal na saída do inversor de frequência é usado o PWM senoidal. A técnica consiste de utilizar um sinal portador,  $V_{tri}(t)$ , que é comparado com o sinal modulador,  $u_c(t)$ , onde, para a portadora é utilizado um sinal triangular ou um sinal dente-de-serra e o sinal modulador é proveniente do sinal de controle. O chaveamento de alta frequência dado pelos IGBTs irá determinar um sinal com grande quantidade de componentes harmônicos, por isso, faz-se necessário o uso de um filtro LC de segunda ordem na saída, pois este tem o comportamento de um filtro passa-baixas, garantindo um sinal com a menor influência de distúrbios gerados por estas componentes harmônicas.

Segundo (CARVALHO, 2013) a modulação PWM senoidal é tem seu modelo médio dado pela função descrita na equação (2), no qual a tensão  $V_{in}$  entre os IGBTs é alternada

e com amplitude limitada pela tensão  $V_{cc}$ . Além disso, é possível concluir que a tensão  $V_{in}$  é o resultado da modulação do sinal de controle,  $u_c(t)$ , pelo sinal portador com amplitude máxima de  $\frac{V_{cc}}{2}$  e mínima de  $-\frac{V_{cc}}{2}$ . A partir da relação entre a tensão máxima de  $V_{in}$ ,  $\frac{V_{cc}}{2}$ , e a tensão do sinal portador, é obtido o ganho  $PWM$ :

$$K_{pwm} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot V_{tri}} \quad (1)$$

$$PWM = \left\{ \begin{array}{l} 1, V_{tri}(t) > u_c(t). : S_1 \text{ habilita e } S_2 \text{ desabilita, com } V_{in} = \frac{V_{cc}}{2} \\ 0, V_{tri}(t) < u_c(t). : S_1 \text{ desabilita e } S_2 \text{ habilita, com } V_{in} = -\frac{V_{cc}}{2} \end{array} \right\} \quad (2)$$

Com isso, a dinâmica do sistema  $UPS$  pode ser elaborada a partir de uma abordagem em espaço de estados.

## 2.2 Modelagem Matemática

A dinâmica da  $UPS$  é determinada pelo filtro de segunda ordem encontrado no estágio de saída do inversor de frequência, que consiste do capacitor  $C_f$ , do indutor  $L_f$ , além da modelagem da carga dada por  $i_d$  e  $Y_0$  que representam, respectivamente, distúrbios provenientes da carga e a admitância da carga. Esta, por sua vez, pode ser compreendida em limites mínimo e máximo admissíveis, satisfazendo à equação a seguir:

$$Y_{min} \leq Y_0 \leq Y_{max} \quad (3)$$

onde  $Y_{min}$  e  $Y_{max}$  são valores determinados *a priori*.

Já com relação à dinâmica dos  $IGBTs$  considera-se como uma constante proveniente da modulação  $PWM$ , apresentada em (1).

Então a modelagem dinâmica como vista em (PEREIRA et al., 2013) pode ser feita através da abordagem clássica de espaço de estados sobre o estágio de saída compreendido pelo filtro LC e pelo modelo da carga, no qual são aplicadas leis de malha e de nó, e são obtidas equações relacionadas à tensão e à corrente do circuito, como visto na equação (4).

$$\begin{aligned} V_{C_f} &= V_{in} - V_{R_{L_f}} - V_{L_f} + \delta V_{in} \\ i_{L_f} &= i_{C_f} + i_{Y_0} + i_d \end{aligned} \quad (4)$$

Para atingir a representação final do sistema devem ser levadas em consideração as seguintes relações:

$$V_{R_{L_f}} = R_{L_f} i_{L_f} \quad (5)$$

$$V_{L_f} = L_f \frac{di_L}{dt} \quad (6)$$

$$i_{Y_0} = V_{C_f} Y_0 \quad (7)$$

$$i_{C_f} = C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} \quad (8)$$

Substituindo as relações (5-8) em (4) são obtidas as seguintes equações:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L_f} &= K_{pwm} \frac{V_{in}}{L_f} - \frac{R_{L_f} i_L}{L_f} - \frac{V_{C_f}}{L_f} + \frac{\delta V_{in}}{L_f} \\ \dot{V}_{C_f} &= \frac{i_{L_f}}{C_f} - \frac{V_{C_f} Y_0}{C_f} - \frac{i_d}{C_f} \end{aligned} \quad (9)$$

Assim, é possível definir a equação (10), onde  $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t)]^T$  é o vetor de estados, sendo  $x_1(t)$  a corrente no indutor  $L_f$ , e  $x_2(t)$  a tensão no capacitor  $C_f$ . Além disso,  $u(t)$  é o sinal  $V_{in}$  especificado na Figura 2,  $v(t)$  representa distúrbios exógenos e é dado por  $v(t) = [i_d \ \delta V_{in}]^T$  sendo  $\delta V_{in}$  a variação de tensão no Barramento CC causado por distúrbios exógenos e  $z(t)$  é a variável que se deseja controlar, que no caso é a tensão.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(Y_0)x(t) + Bu(t) + Ev(t) \\ z(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} A(Y_0) &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_0}{C_f} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{K_{pwm}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ C &= [0 \ 1], \quad E = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_f} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

Como serão descritos experimentos para o sistema sob efeito de carga, é necessário determinar o comportamento da mesma. Serão descritas as cargas linear e não-linear utilizadas para simulação e implementação prática.

### 2.3 Especificações das Cargas

Segundo a norma brasileira NBR 15014, uma carga é todo e qualquer equipamento ligado à saída da *UPS*. Exemplos de equipamentos comumente utilizados como carga são fontes chaveadas, que possuem em sua concepção uma ponte de diodos e um conjunto de capacitores, causando um comportamento não-linear na rede à qual estão conectados. Já as cargas lineares podem ser qualquer equipamento que possa ser bem representado por uma resistência elétrica, como: chuveiros elétricos, mantas térmicas hospitalares, entre outros.

A carga linear é todo tipo de carga que possui uma relação linear entre a tensão e a corrente, ou seja, esta carga apresenta corrente senoidal quando for alimentada por uma fonte de tensão senoidal, mantendo a mesma fase que a tensão da fonte. Esta é representada na Figura 2 pela admitância  $Y_0$ , que como visto, é um parâmetro incerto que possui limitantes superior e inferior definidos *a priori*.

A carga não-linear é uma carga dimensionada, conforme apresentado na norma IEC 62040-3, a partir de um conjunto de diodos formando um retificador de onda completa que é acoplado a um filtro capacitivo. A partir da Figura 3 e das equações (12-14), são determinados os valores das variáveis que compõe a topologia da carga não-linear, sendo  $R_s$  a resistência das perdas do sistema através de contatos, cabos e outras perdas;  $R_1$  é a resistência da carga não-linear; e  $C_1$  é o capacitor da carga não-linear. Os outros parâmetros são: a tensão fornecida na saída do inversor,  $V_{C_f}$ ; a potência aparente total,  $S$ ; e, a frequência da rede elétrica  $f_1$ .

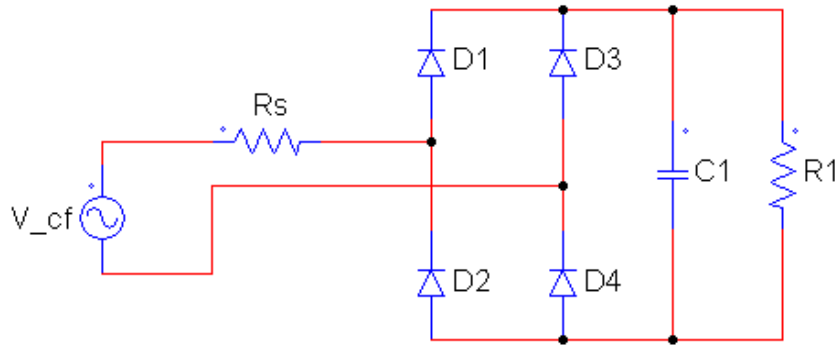


Figura 3: Topologia de carga não-linear apresentada na norma IEC 62040-3.

$$R_s = \frac{0,04(V_{C_f})^2}{S} \quad (12)$$

$$R_1 = \frac{(1,22 \cdot V_{C_f})^2}{0,66 \cdot S} \quad (13)$$

$$C_1 = \frac{7,5}{f_1 \cdot R_1} \quad (14)$$

## 2.4 Normas

Para qualificar o funcionamento deste tipo de sistema existem algumas normas internacionais que definem o desempenho que o equipamento deve ter: IEEE Std 944 e IEC 62040-3. Além destas, existe a norma brasileira definida pela ABNT a qual traz apenas uma série de classificações e tipos do sistema, mas não dita o comportamento que o mesmo deve ter.

### 2.4.1 IEEE Std 944

A norma IEEE Std 944 destaca vários pontos relevantes para a descrição e funcionamento do sistema. São apresentadas algumas topologias usuais do sistema, como redundância de sistemas, dupla conversão *on-line*, dentre outros.

Com relação à tensão de saída em regime permanente com qualquer tipo de combinação de carga, não deve exceder uma faixa de variação de  $\pm 2\%$ . Já a frequência desta tensão de saída não pode exceder  $60Hz \pm 0,5\%$ .

Uma medida importante da qualidade do sinal de saída é a Distorção Harmônica Total, ou *Total Harmonic Distortion (THD)* em inglês. Nesta norma, cada harmônica não pode contribuir com mais de 3% para a medida e esta não deve ser maior que 5% com relação à frequência fundamental.

Para qualificar o desempenho de um sistema *UPS* no sentido de transientes que possam ocorrer, como inserção e remoção de carga, a tensão de saída deve permanecer dentro do perfil de tolerância indicado pela Figura 4, independente do tipo de incremento de carga e não excedendo 100% da carga que o sistema possa suportar.

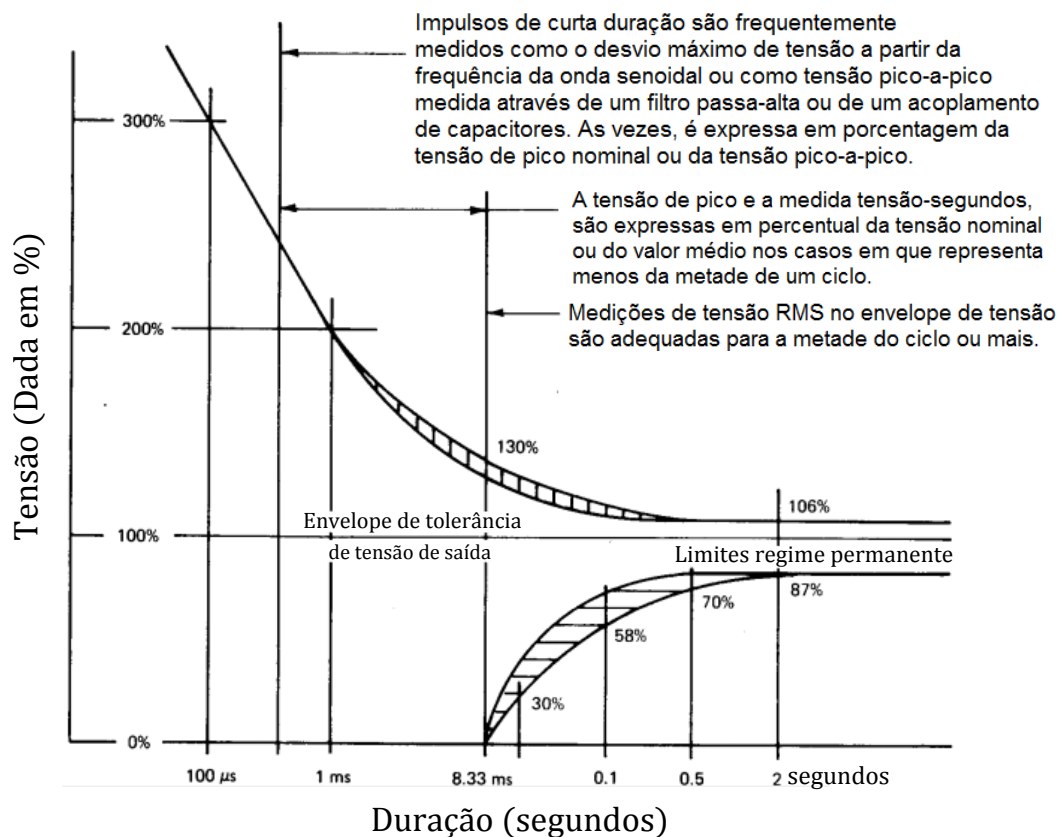


Figura 4: Envelope de tensão para a ocorrência de transientes no sistema. Extraído e traduzido de IEEE Std 944.

#### 2.4.2 IEC 62040-3

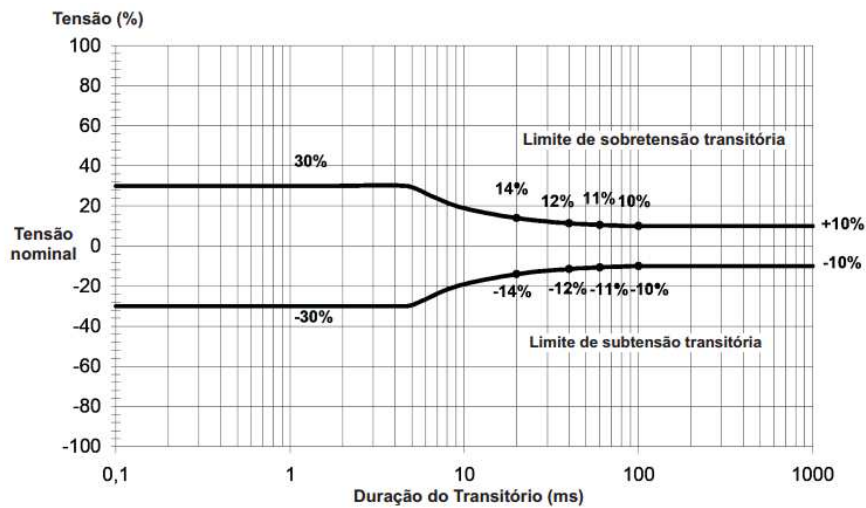
Esta norma traz algumas caracterizações referentes ao desempenho desejado que são equivalentes àquelas vistas na norma IEEE Std 944. Levando em consideração a especificação quanto ao *THD* máximo relacionado à frequência fundamental, a norma mostra que esta não deve exceder os 8%. Para cada componente harmônico subjacente à fundamental a norma especifica que a tensão de saída deve estar de acordo com a norma IEC 61000-2-2, que é usada para descrever o fornecimento de energia pública de baixa tensão. Na tabela 1 pode ser constatado um resumo da medida de *THD* para cada harmônica.

Já com relação ao regime transitório, o qual pode ser dado pela inserção ou remoção de carga ou ainda pela alternância entre os modos de operação, a norma traz três perfis de tolerância de tensão de saída que podem ser utilizados para testar este comportamento. As três classificações baseiam-se em uma escala logarítmica, sendo que para a primeira há uma restrição maior com relação ao transitório, não podendo variar acima da faixa de  $\pm 30\%$ . As segunda e terceira classificações são um pouco menos restritivas nos instantes iniciais, não apresentando delimitações nestes pontos. Estes requisitos de comportamento podem ser vistos com maiores detalhes nas Figuras 5(a) a 5(c).

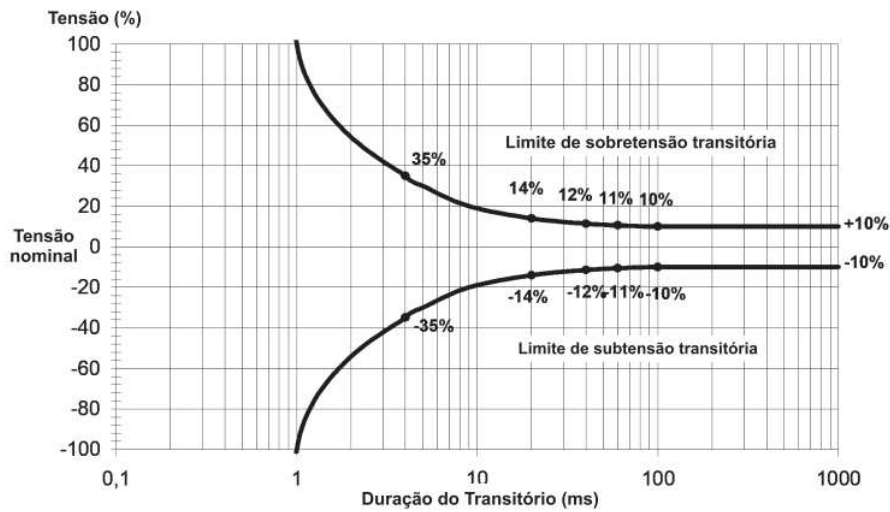
#### 2.4.3 NBR 15014:2003

A norma NBR 15014:2003 é uma norma brasileira que regulamenta os tipos de Fontes Ininterruptas de Energia comercializáveis no território nacional. Não há especificações quanto a desempenho, somente são destacadas as cinco topologias comercializadas: topologia *on-line* de dupla conversão, topologia interativo convencional, interativo ferromagnético, topologia *on-line* de dupla conversão com fator de potência corrigido e topologia *on-line* de dupla conversão com fator de potência corrigido e controle de tensão de saída.

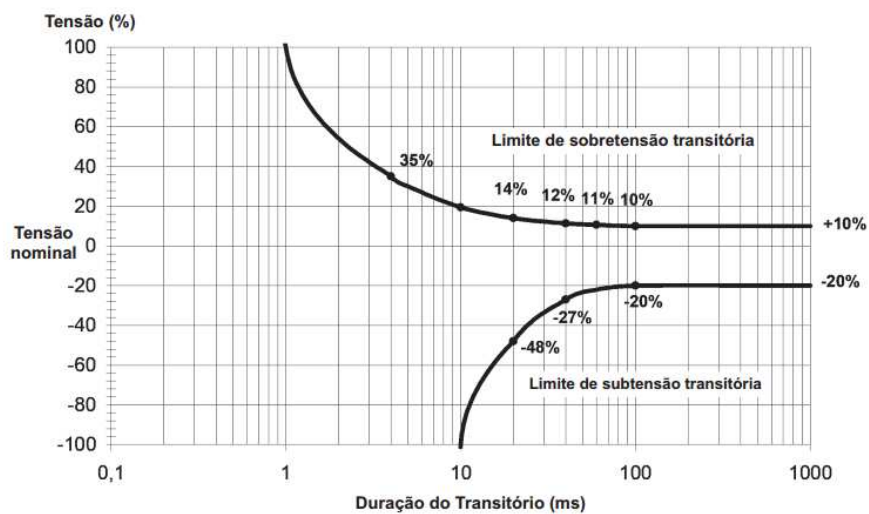




(a) Classificação 1



(b) Classificação 2



(c) Classificação 3

Figura 5: Classificações para regime transitório da tensão de saída do inversor de frequência, dadas a partir da norma IEC 62040-3.

Tabela 1: Níveis de  $THD$  para harmônicas individuais em redes de baixa tensão, segundo a norma IEC 61000-2-2.

Harmônicas ímpares (não múltiplas de 3)		Harmônicas ímpares (múltiplas de 3)		Harmônicas pares	
Harmônica	$THD$ (%)	Harmônica	$THD$ (%)	Harmônica	$THD$ (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	> 21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			> 12	0,2
25	1,5				
> 25	$0,2 + 0,5 \cdot 25/n$				

resonante, interativo de simples conversão e topologia *stand-by*. A topologia empregada no sistema *UPS* utilizado no trabalho é a topologia *on-line* de dupla conversão, na qual o inversor é responsável por 100% da potência fornecida à carga durante 100% do tempo de operação, não possuindo tempo de transferência.

## 2.5 Observações Finais

Neste capítulo foram apresentados vários conceitos relacionados ao sistema *UPS*. A modelagem matemática foi apresentada com o intuito de demonstrar que o comportamento dinâmico está relacionado à carga imposta sobre a saída do inversor de frequência. Com isso, foi necessário mostrar como são definidas as cargas lineares e não-lineares.

As normas discutidas são importantes para caracterizar o funcionamento que o sistema deve ter e para que esteja de acordo com especificações que possam atender a qualquer tipo de equipamento que possa vir a ser conectado na saída da *UPS*. Assim, no próximo capítulo será apresentada a estrutura do controlador dinâmico utilizada para atingir o comportamento requerido pelas normas citadas.

## 3 ESTRUTURA DO CONTROLADOR

Para o seguimento de sinais periódicos com erro de regime nulo podem ser utilizados aqueles controladores que, através do princípio do modelo interno, ajustam o valor  $RMS$  da tensão de saída do sistema. Para o sistema  $UPS$  o controlador PID é muito utilizado na indústria e é desenvolvido de uma forma modificada, com dois laços de controle, contendo no laço interno um controlador PD responsável pela dinâmica do sistema e no laço externo um controlador PI para eliminar o erro de regime, visto em (WILMANN et al., 2007) e (THOMAZ, 2009). Como descrito no Capítulo 1, o desempenho transitório do controlador PID é degradado pela dinâmica lenta introduzida pelo sensor  $RMS$ . Outro fator que torna este controlador uma escolha inadequada para aplicar na  $UPS$  é que não há rejeição de componentes harmônicas que são introduzidos no sistema por cargas não-lineares.

Outro controlador que é baseado no PMI é o controlador ressonante. A ideia deste controlador é inserir na malha de controle uma função de transferência que ao ser submetida a um sinal de erro periódico, o controlador apresentará uma dinâmica parecida ao do compensador PI quando a este é aplicado um sinal de erro constante, porém aquele garante erro de regime permanente nulo para seguimento de sinais de referência senoidais, desde que o sinal de referência possua mesma frequência para o qual foi projetado o controlador. Porém, um problema da estrutura do compensador é que para frequências diferentes daquela que foi projetado para funcionar, apresenta resultados ruins em relação a  $THD$ , pois não atenua distúrbios com componentes harmônicos produzidos por carga não-linear. Para amenizar os efeitos proveniente da carga, é visto em (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006) e (PEREIRA et al., 2013), que ao decompor a carga em uma série de componentes senoidais com harmônicos múltiplos daquele fundamental é possível ajustar inúmeros controladores ressonantes em paralelo àquele projetado para a componente fundamental.

Após apresentar as vantagens do controlador ressonante em relação à proposta mais difundida na indústria, será abordada a estrutura do compensador escolhido para atender às exigências das normas internacionais.

### 3.1 Controlador Ressonante

O controlador ressonante é um controlador baseado no princípio do modelo interno, isto é, para que seja garantido o seguimento de referência e/ou a rejeição à perturbação, adiciona-se à malha de controle, ou na planta ou no controlador, um termo que apresente ganho infinito na frequência que se deseja seguir e/ou rejeitar. Ao garantir *a priori* a estabilidade em malha fechada, o erro será nulo naquela frequência, mantendo os sinais com amplitude finita em qualquer ponto da malha de controle, o que leva ao seguimento de

referência ou rejeição a perturbações, apresentado em (FRANCIS; WONNHAM, 1976) e (CHEN, 2009).

O objetivo do controlador nesta malha de controle é seguir uma referência senoidal com frequência  $\omega_n$ , portanto, uma das exigências do controlador é que apresente o denominador descrito pela equação (15), porém o numerador pode possuir até dois zeros finitos, ou seja, um polinômio em  $s$  de ordem 2, cujos ganhos são parâmetros que serão ajustados.

$$\bar{C}_{den}(s) = s^2 + \omega_n^2 \quad (15)$$

Nota-se na equação (15) a presença da singularidade na frequência desejada, a qual foi descrita anteriormente como requisito para o PMI (SALTON et al., 2013). Na Figura 6, há um diagrama de Bode que ilustra este comportamento do controlador ressonante: para a frequência de interesse,  $\omega_n = 376,9911 \text{ rad/s}$ , há um ganho infinito representado pelo pico de ressonância na curva de magnitude do diagrama.

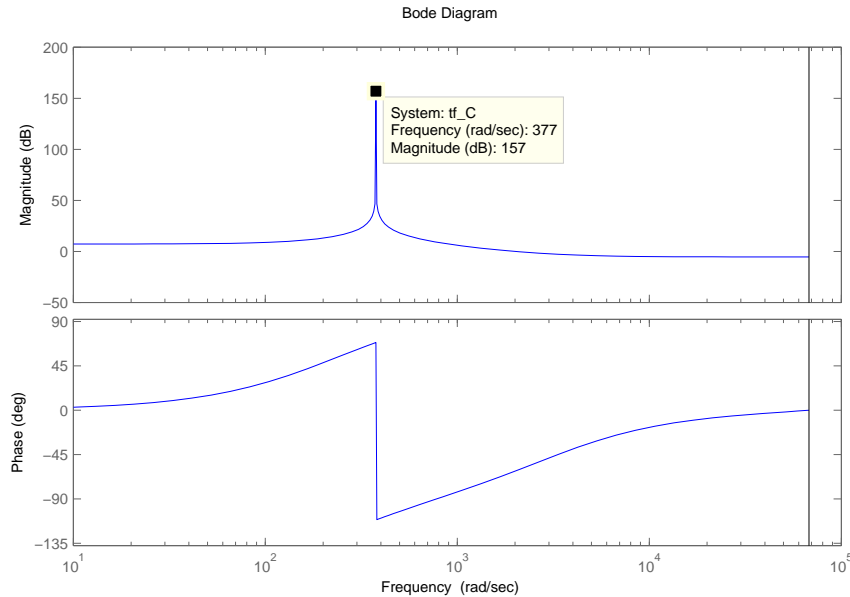


Figura 6: Diagrama de Bode de um controlador ressonante no domínio contínuo.

No domínio contínuo, a função de transferência do controlador ressonante pode ser representada pela equação (16), a qual é descrita em (PEREIRA et al., 2013) como proveniente de uma realimentação de estados básica do controlador ressonante.

$$C(s) = k_2 + \frac{k_3}{s^2 + \omega_n^2} + \frac{k_4 s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (16)$$

Para o procedimento utilizado o controlador deve ser implementado no domínio discreto. A estrutura do compensador neste domínio pode ser feita a partir da relação entre seu comportamento no domínio  $s$  com o comportamento no domínio  $z$ . Na equação (16) os polos estão sobre o eixo imaginário e são complexos conjugados, portanto, correspondem no domínio  $z$  a dois polos conjugados complexos sobre o círculo de raio unitário, caracterizando um comportamento de resposta oscilatório. Na Figura 7, há esta representação do círculo de raio unitário e, sabendo da relação  $z = e^{j\Omega}$ , os polos são descritos por (17).

$$\begin{aligned} z_1 &= \cos(\Omega) + j \cdot \text{sen}(\Omega) \\ z_2 &= \cos(\Omega) - j \cdot \text{sen}(\Omega) \end{aligned} \quad (17)$$

Ao utilizar os polos da equação (17), o denominador do controlador é determinado a partir da formulação apresentada em (18).

$$\begin{aligned} D(z) &= (z - z_1)(z - z_2) \\ D(z) &= z^2 - z(z_1 + z_2) + z_1 z_2 \\ D(z) &= z^2 - 2z \cdot \cos(\Omega) + 1 \end{aligned} \quad (18)$$

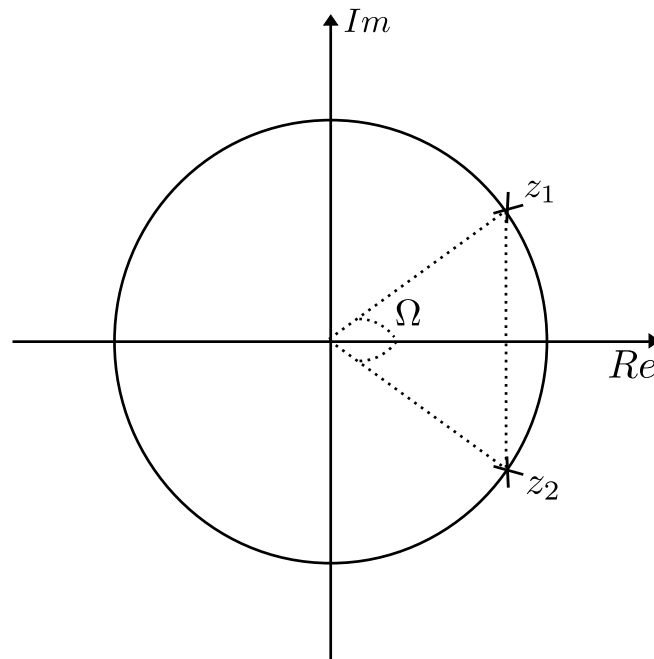


Figura 7: Círculo unitário com representação de polos complexos conjugados.

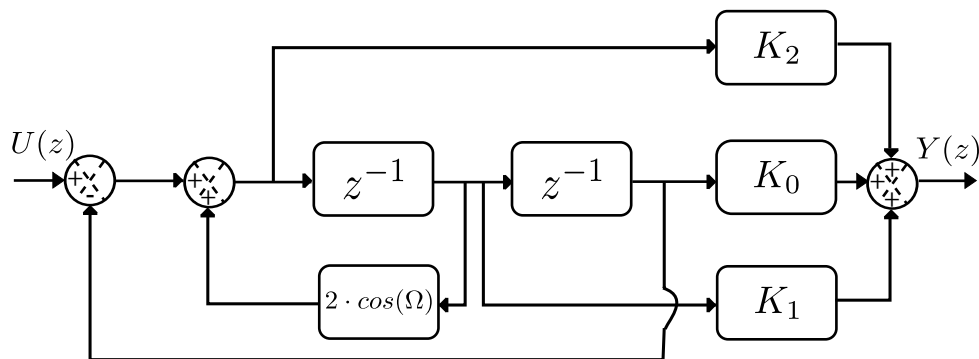


Figura 8: Representação por blocos do controlador ressonante discreto.

O controlador no domínio discreto é caracterizado pela equação (19), que possui o denominador apresentado e dois zeros finitos para que seja causal e, também, pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 8:

$$C(z) = \frac{K_2 z^2 + K_1 z + K_0}{z^2 - 2z \cdot \cos(\Omega) + 1} \quad (19)$$

sendo  $\Omega = \omega_n \cdot T_a$ ,  $\omega_n$  a frequência do sinal a ser seguida e  $T_a$  o período de amostragem do sistema. O denominador possui polos conjugados complexos na frequência de interesse e os zeros são dados pelos ganhos  $K_2$ ,  $K_1$  e  $K_0$ . Outra característica importante é que o controlador é linear nos parâmetros, logo, pode ser escrito como:

$$C(z, \rho) = \bar{C}(z)^T \rho \quad (20)$$

sendo  $\bar{C}(z)$  um vetor de funções de transferência dado pela equação (22) e  $\rho$  o vetor de ganhos do controlador dado na equação (21).

$$\rho = [K_2 \quad K_1 \quad K_0]^T \quad (21)$$

$$\bar{C}(z) = \left[ \frac{z^2}{D(z)} \quad \frac{z}{D(z)} \quad \frac{1}{D(z)} \right]^T \quad (22)$$

Portanto, este controlador com o modo para a frequência fundamental se apresenta como uma ótima alternativa para o seguimento de referência assintótico, bem como para aplicar o método de sintonia de controladores proposto no trabalho. Como descrito anteriormente, é possível determinar uma estrutura com mais modos ressonantes do controlador nas frequências harmônicas para atenuar os distúrbios provenientes de cargas não-lineares, porém este trabalho não abordará tal estrutura, pois a ideia é mostrar a aplicabilidade do método de projeto do controlador na planta utilizada.

### 3.2 Ganho de Corrente Proporcional

Para o sistema existem distúrbios e ruídos introduzidos na saída, os quais são provenientes do chaveamento *PWM*. Este é um problema recorrente neste tipo de trabalho, então para solucioná-lo o autor de (FINN, 1993) sugere determinar uma realimentação do sinal de corrente e criar um laço de malha fechada com um ganho proporcional. O valor do ganho deve ser dimensionado, tal que, no pior dos casos o sistema possa se recuperar, com baixa variação de *THD*, de um transiente. O sistema ainda deve apresentar características satisfatórias de desempenho, ou seja, obedecendo as normas citadas no Capítulo 2.

Em (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ, 1997) são mostradas quatro formas de implementar a realimentação de corrente com o propósito discutido no parágrafo anterior. As duas primeiras são relacionadas a corrente proveniente do indutor, enquanto que as duas restantes são topologias usadas com a realimentação de corrente do capacitor. No Capítulo 2 o sistema foi representado em forma de espaço de estados, sendo um destes estados a corrente no indutor,  $i_{L_f}$ , a qual será usada para determinar o ganho proporcional da realimentação de corrente.

Já em (MONAFARED; GOLESTAN; GUERRERO, 2014) os autores destacam o comportamento frequencial que a introdução da realimentação de corrente causa na malha de controle. O ganho de corrente tem a influência de atenuar o pico de ressonância encontrado nas frequências mais altas do sistema em malha fechada. No caso deste artigo os autores utilizam um controlador PI para o seguimento de referência, além da realimentação de corrente medida sobre o capacitor do filtro de saída. Na Figura 9 é possível verificar o comportamento frequencial imposto pela realimentação de corrente no sistema apresentado. Na seção seguinte é apresentado uma maneira de obtenção deste ganho.

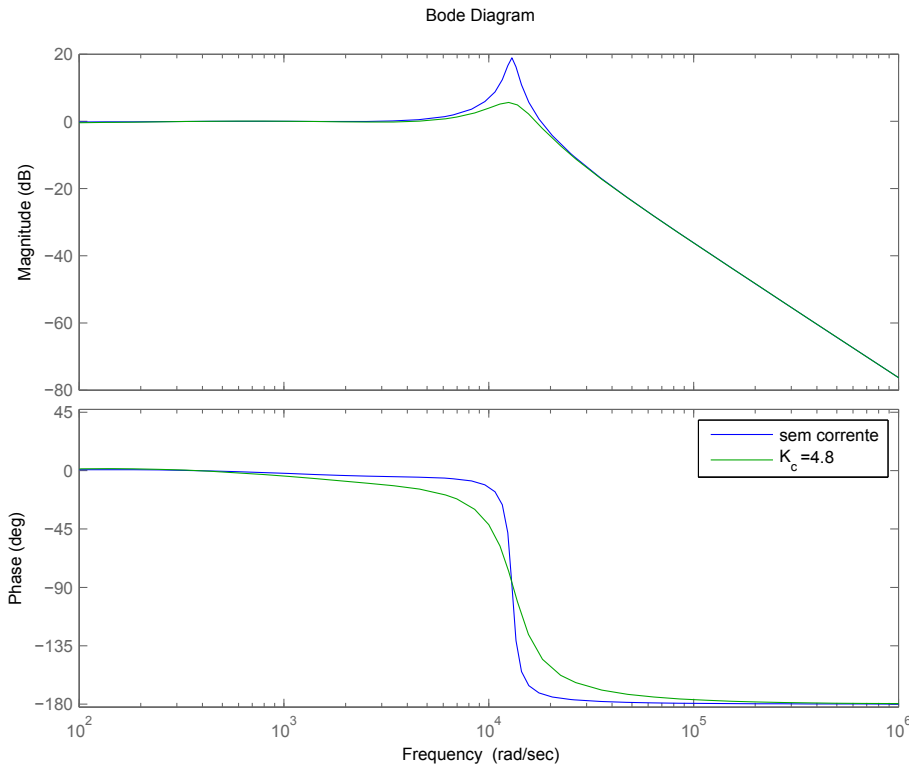


Figura 9: Diagrama de Bode para comparação frequencial do sistema com e sem realimentação de corrente.

### 3.2.1 Determinação do Ganho de Corrente Baseado em Experimento

A formulação baseada em (MONAFARED; GOLESTAN; GUERRERO, 2014) acaba não sendo vantajosa para obtenção do ganho  $K_c$  da realimentação de corrente, pois é necessário o conhecimento do modelo do processo, o qual não é o objetivo do atual trabalho.

A fim de fazer uso de uma técnica puramente baseada em experimento, pode ser analisada a resposta ao degrau unitário do sistema funcionando em malha fechada com o ganho de corrente. Ao verificar, a partir da Figura 9, que a utilização de uma realimentação de corrente resulta em uma atenuação no pico de ressonância de frequências elevadas é conclusivo que o sistema tenha uma modificação em suas características transitórias como o *overshoot*, tempo de acomodação ou tempo de subida. Na Figura 10 são apresentadas respostas do sistema em malha aberta quando aplicado um degrau de tensão na entrada. É possível observar o comportamento oscilatório do sistema sobre a referência quando não há influência de carga no sistema e nem a realimentação de corrente. Nos experimentos seguintes é utilizada carga linear nominal que o sistema pode suprir e aplica-se novamente o degrau de tensão, até determinar um possível ganho que atenda a especificação de atenuação do pico de ressonância. Uma faixa de valores a qual o sistema não exibiu *overshoot* foi aquela definida entre  $K_c = 4.5$  a  $K_c = 4.8$ , deixando de ter um caráter sub-amortecido e apresentando sobre-amortecimento. Assim, dependendo do sistema serão necessários alguns ensaios para a determinação deste ganho de realimentação.

Este é um método empírico, porém é possível mostrar que variando o valor do ganho de corrente em uma faixa aceitável, pode ser determinado um comportamento dinâmico desejável.

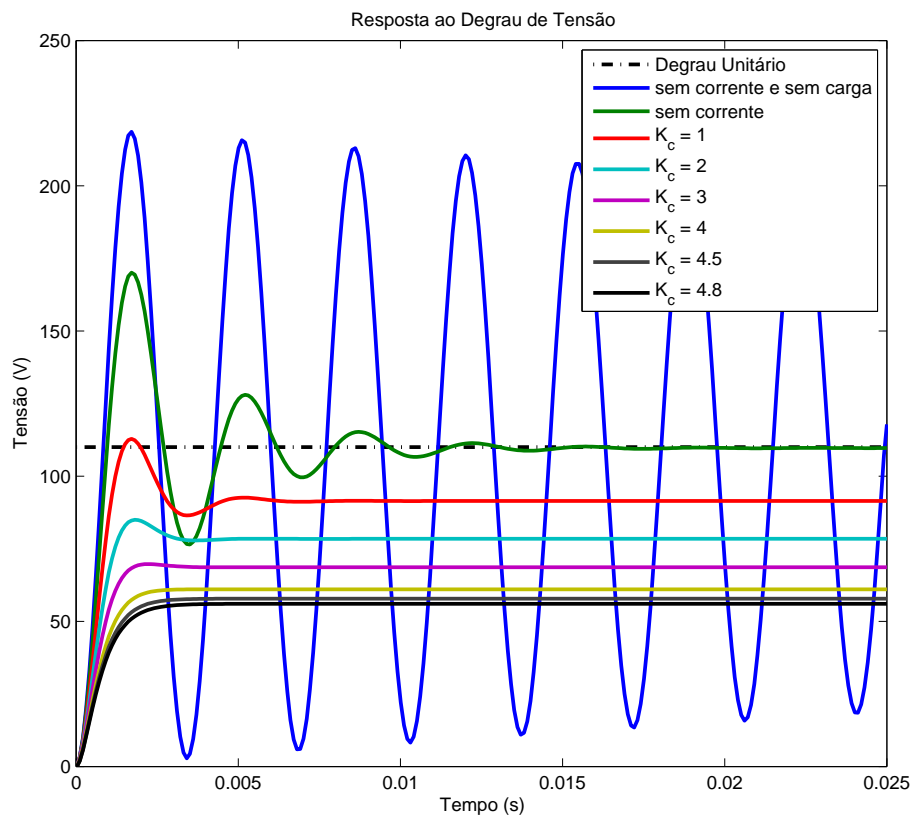


Figura 10: Resposta ao degrau para determinar faixa de valores de ganho de corrente.

### 3.3 Escolha da Estrutura do Controlador

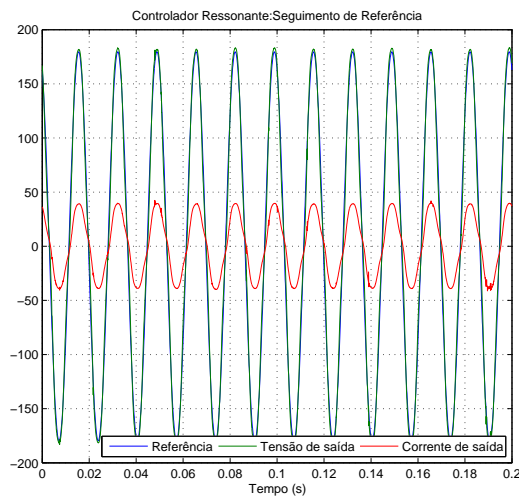
Inicialmente, foi proposto um controlador ressonante apenas com o modo ressonante da frequência fundamental. Posteriormente, analisando o comportamento do sistema real, foi caracterizada a necessidade de uma realimentação de corrente, como abordado na seção 3.2. Os testes realizados em simulação para o controlador sintonizado apenas com o modo ressonante atendiam às normas internacionais, porém ao replicar esta topologia do controlador no sistema real obtinha-se uma saída que não respeitava os requisitos de *THD* como mostram as Figuras 11(a)-11(b).

Sendo assim, a topologia do controlador usada terá, necessariamente, um modo do controlador ressonante e uma realimentação de corrente do indutor do filtro *LC*, igual aquela vista na Figura 12, onde  $C(z)$  representa o modo do controlador ressonante para a frequência fundamental e  $K_c$  é o ganho proporcional da realimentação de corrente.

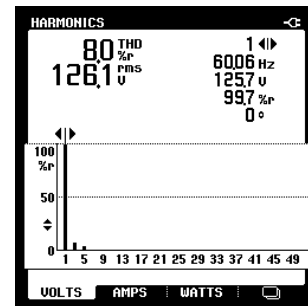
### 3.4 Observações Finais

Como pode ser visto nesta seção do trabalho a estrutura do controlador é composta por duas malhas: uma que é realimentada pela tensão e outra pela corrente. Aquela malha realimentada pela corrente se mostrou necessária e importante, pois sem a mesma o sistema real não atingiria as especificações dadas pelas normas internacionais que regem o comportamento relacionado a *THD*. Já a malha de realimentação de tensão é composta por um controlador ressonante, responsável pelo seguimento de referência senoidal com





(a) Seguimento de Referência.



(b) Medição do THD.

Figura 11: Resultado para controlador obtido com o algoritmo proposto sem o uso da realimentação de corrente.

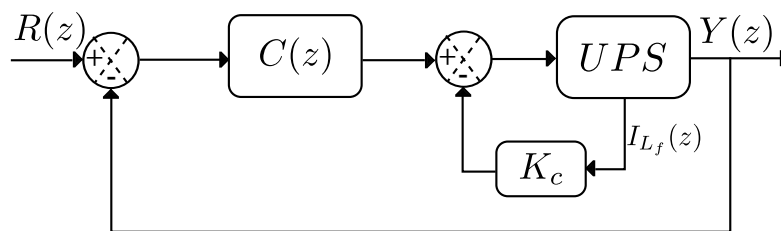


Figura 12: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada com a estrutura de controlador proposta.

erro nulo, que terá seu método de sintonia exposto no próximo capítulo. É importante observar que os controladores empregados nas malhas de corrente e de tensão terão seus parâmetros sintetizados através procedimentos experimentais, sem a necessidade do conhecimento de modelos ou parâmetros do processo a ser controlador, neste caso a *UPS*.

## 4 CONTROLE BASEADO EM DADOS

### 4.1 Considerações Iniciais

É visto na literatura que existem vários métodos para projetar controladores utilizando dados de entrada e de saída do sistema, que podem ser iterativos ou não. Além disso, existem os projetos clássicos de controladores nos quais são utilizados os respectivos modelos dos processos, que ao contrário daqueles primeiros, tem por base a determinação da função de transferência do sistema.

Assim, o projeto de controladores baseado em dados advém da estimação de parâmetros de uma estrutura pré-determinada para o controlador usando dados de entrada e de saída do sistema. Os dados utilizados no método a ser estudado podem ser obtidos de diversas maneiras. O sistema pode estar operando em malha aberta ou pode estar em malha fechada com um controlador. Esta característica é extremamente relevante devido ao fato que os processos industriais, em sua maioria, não podem parar suas operações para testar o funcionamento de um novo controlador dinâmico (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

O problema de identificação dos parâmetros de um controlador pode ser definido em relação a saída desejada do sistema operando em malha fechada, ou seja, obter um controlador que gere uma resposta tão próxima àquela desejada. Para delinear esta questão existe uma maneira clássica descrita em (ANDERSON; MOORE, 1971), no qual é escrita uma função custo com o objetivo de minimizá-la através da resolução de um problema de otimização. Na equação (23), a função custo é dada pela diferença quadrática entre a saída obtida em malha fechada,  $y(t, \rho)$ , e a saída desejada,  $y_d(t)$ .

$$\min_{\rho} J(\rho) \quad (23)$$

$$J(\rho) \triangleq \bar{E}[y(t, \rho) - y_d(t)]^2$$

Esta função custo ainda pode compreender a minimização da presença de ruído na saída do sistema ao considerar que o sinal de referência e o ruído do sistema são descorrelacionados. Assim, a função custo (23) é separada nos custos  $J^{MR}(\rho)$  relacionado ao seguimento de referência e  $J^E(\rho)$  descrevendo a rejeição ao ruído (BAZANELLA et al., 2008):

$$J(\rho) = J^{MR}(\rho) + J^E(\rho) \quad (24)$$

As equações relativas ao custo do seguimento de referência e ao custo da rejeição ao ruído são dadas por:

$$J^{MR}(\rho) = \bar{E}[[T(z, \rho) - T_d(z)]r(t)]^2 \quad (25)$$

$$J^E(\rho) = \bar{E}[S(z, \rho)\nu(t)]^2 \quad (26)$$

com  $T_d(z)$  sendo um modelo de referência para a resposta desejada, o qual é escolhido pelo projetista e  $S(z, \rho)$  uma função de ponderação para o ruído. Então, dependendo do tipo de projeto de controle pode-se escolher minimizar apenas uma parte do critério (24), ou ambas as partes. Como o escopo do trabalho é seguimento de referência, admite-se uma formulação baseada neste critério de desempenho.

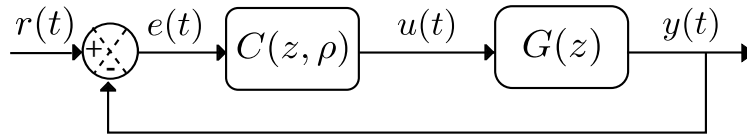


Figura 13: Diagrama de Malha Fechada de um sistema dinâmico genérico.

Partindo do pressuposto que é desejado um controlador ótimo para o sistema operando em malha fechada a partir do comportamento esperado de um modelo de referência, é necessário especificar a função de transferência deste controlador,  $C_d(z)$ . Assim, levando em conta a Figura 13 e a função custo (25) determina-se a equação do controlador desejado  $C_d(z)$ :

$$C_d(z) = \frac{T_d(z)}{G(z)(1 - T_d(z))} \quad (27)$$

esta seria a formulação ideal do controlador se a função de transferência do processo fosse conhecida e que levaria a função objetivo (25) a ser avaliada com valor ótimo, ou seja,  $J^{MR}(\rho) = 0$ . Esta proposição também é conhecida como modelo *matching control*, que tem como suposição 4.1.1:

**Proposição 4.1.1** (Controle Pareado, ou *Matched Control*). *Se houver um conjunto  $\rho$  que possa descrever o controlador ideal  $C_d(z)$ , o conjunto será denotado por  $\rho_0$ , e*

$$C(z, \rho_0) = C_d(z) \quad (28)$$

Dentro deste contexto, na literatura são encontrados alguns algoritmos que podem ser usados para identificar os parâmetros desejados do controlador a partir do uso de dados, dos quais podem ser destacados: aqueles que são iterativos como o *Correlation based Tuning (CbT)* (KARIMI et al., 2004), o *Frequency Domain Tuning (FDT)* (KAMMER; BITMEAD; BARTELETT, 2000) e o *Iterative Feedback Tuning (IFT)* (HJALMARSSON et al., 1998); além do *Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT)* (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2000), que não é iterativo.

Aqueles algoritmos iterativos necessitam de experimentos realizados na planta para que o controlador seja atualizado até que se atinja o valor mínimo da função custo. Estes ainda podem chegar a mínimos locais, devido ao fato de que na maioria das vezes a função custo não é convexa e também pelo uso de iterações na obtenção dos parâmetros (ECKHARD, 2008).

Em contrapartida aos métodos iterativos, o algoritmo do *VRFT* é um método direto por precisar de um experimento, além de sua função custo ser quadrática, semelhante àquela da equação (23), garantindo resolução através da aplicação do método dos mínimos quadrados (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002). Outro fator interessante do método

é que este não necessita que o processo industrial seja interrompido para a extração dos dados, garantindo uma relação mais amigável com os processos industriais. Como foi idealizado o seguimento de referência para o sistema *UPS*, o próximo tópico é destinado à apresentação do algoritmo *VRFT* para que possa ser aplicado no sistema.

## 4.2 Virtual Reference Feedback Tuning

O *VRFT* é um método de identificação de parâmetros de controladores discretos que se baseia nos dados obtidos da planta. Dadas condições ideais, nas quais não há presença de ruído e a proposição 4.1.1 é satisfeita, o algoritmo sempre atinge o mínimo global, não recaindo em mínimos locais (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2000).

Uma das características do método é que este necessita de apenas um conjunto de dados de entrada e saída da planta em uso. Nos trabalhos (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011) e (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002) pode ser constatado que a ideia elementar do *VRFT* é encontrar um vetor  $\rho$  que minimize o critério de desempenho apresentado na equação (25). Para isto são obtidos dados de entrada e saída,  $u(t)$  e  $y(t)$ , respectivamente, em malha aberta ou em malha fechada. Como o nome do método diz, este é fundamentado em uma referência virtual, a qual não existe e de fato não é usada para gerar o sinal  $y(t)$  e é definida durante o experimento por:

$$\bar{r}(t) = T_d^{-1}(z)y(t) \quad (29)$$

onde,  $y(t)$  são os dados de saída capturados previamente e  $T_d^{-1}(z)$  é a função de transferência inversa do modelo de referência escolhido.

A Figura 14 exemplifica esta obtenção da referência virtual, bem como a captura dos dados do sistema, sendo que aquelas linhas tracejadas representam os sinais que não existem e são criados durante o experimento, já aquelas linhas contínuas são sinais reais. Além disso,  $\bar{e}(t)$  é o erro entre a referência virtual criada e  $y(t)$  como visto na equação (30) e  $G(z)$  representa o processo. O método então cria um falso experimento que utiliza o controlador ideal  $C_d(z)$ , a partir de  $T_d(z)$ , para gerar os dados da referência virtual e, conseqüentemente, os dados de  $\bar{e}(t)$ .

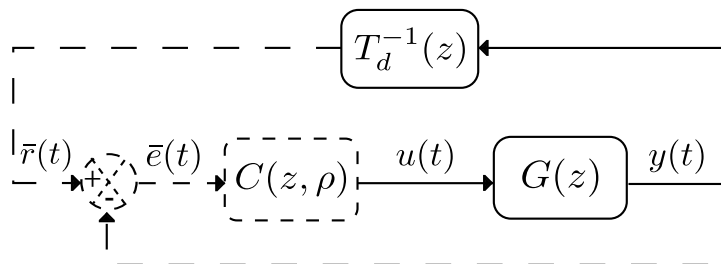


Figura 14: Sistema usado para determinar a referência virtual e capturar os dados usados.

$$\bar{e}(t) = \bar{r}(t) - y(t) \quad (30)$$

O problema do *VRFT* consiste, assim, em encontrar um vetor de parâmetros  $\rho$  que minimize o critério de desempenho  $J^{MR}(\rho)$  dado na equação (25), o qual é dependente da escolha do modelo de referência. Portanto, os valores obtidos com os sinais  $\bar{e}(t)$  e  $u(t)$ , serão usados para identificar os parâmetros do controlador  $C(z, \rho)$ . O critério de desempenho de seguimento de referência abordado na equação (25) acaba não compreendendo

os dados usados na identificação do controlador. A partir disso, é necessário descrever uma função custo, chamada de  $J^{VR}(\rho)$ , proposta para o método do *VRFT* que faz uso de um filtro nos dados  $y(t)$  e  $u(t)$  quando não há condições ideais, para que a minimização tenha seu valor próximo ao que seria determinado pela função custo  $J^{MR}(\rho)$ .

$$J^{VR}(\rho) = \bar{E}[u(t) - C(z, \rho)\bar{e}(t)]^2 \quad (31)$$

O maior benefício de utilizar o *VRFT* é constatado na função custo do critério do *VRFT* dada em (31), pois ela é quadrática, podendo ser aplicado o método dos Mínimos Quadrados (MQ). Partindo da ideia de aproximar o resultado da expressão  $[C(z, \rho) \cdot \bar{e}(t)]$  de  $u(t)$ , pode ser determinada a equação do método MQ para o problema proposto no *VRFT*:

$$\rho = \bar{E} [\Phi^T(t)\Phi(t)]^{-1} \bar{E} [\Phi^T(t)u(t)] \quad (32)$$

com  $\Phi(t) = \bar{C}(z) \cdot \bar{e}(t)$ , sendo  $\bar{C}(z)$  um vetor de funções de transferência que dita o comportamento do controlador  $C(z, \rho)$ . Este equacionamento pode ser utilizado somente naqueles casos ideais, os quais não possuem ruído nos dados. Quando da presença de ruído se faz necessário outra formulação.

#### 4.2.1 Uso de dados com ruído

O estimador de Variáveis Instrumentais (VI) é um estimador do tipo não polarizado de sistemas. Segundo (AGUIRRE, 2007) sua utilização é necessária nas situações que o resultado determinado pelo estimador MQ é tendencioso.

Para determinar o vetor de instrumento, é proposto em (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002) que se faça uso de uma das seguintes realizações:

- Utilizar um modelo dinâmico que represente a planta e, em seguida, gerar os dados necessários ao instrumento; ou
- Realizar um segundo experimento com o mesmo sinal de entrada  $u(t)$  e utilizar estes dados na composição do instrumento.

A partir disso, a variável instrumental utilizada é descrita pela seguinte equação,

$$\begin{aligned} \zeta(t) &= \bar{C}(z)\bar{e}(t) \\ \zeta(t) &= \bar{C}(z)(T_d^{-1}(z) - 1)y'(t) \end{aligned} \quad (33)$$

a qual irá depender de um segundo experimento, pois utiliza um conjunto de dados de saída  $y'(t)$  diferente daquele usado no vetor de regressores  $\Phi(t)$ . Na equação (34) há a função que define o método de variáveis instrumentais, que pode ser considerado um caso específico do mínimos quadrados, já que se substituir  $\zeta(t)$  por  $\Phi(t)$  na equação (34) obtém-se a equação (32).

$$\rho^{VI} = \bar{E} [\zeta^T(t)\Phi(t)]^{-1} \bar{E} [\zeta^T(t)u(t)] \quad (34)$$

Por fim, o **procedimento** relacionado à concepção do *VRFT* é resumido por (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2000) ao descrever os passos a seguir:

1. Coletar dois conjuntos independentes de dados de entrada e saída utilizando o mesmo sinal de entrada. Assim, existirão dois conjuntos  $\{u(t), y(t)\}_{t=1, \dots, N}$  e  $\{u(t), y'(t)\}_{t=1, \dots, N}$ , onde as saídas  $y(t)$  e  $y'(t)$  estarão corrompidas por ruído de maneira decorrelacionada.

2. Os dados de entrada são filtrados pelo filtro  $L(z)$ , gerando  $u_L(t)$ . Os dados de saída também são filtrados ao gerar o vetor regressor e a variável instrumental:

$$\begin{aligned}\Phi_L(t) &= \bar{C}(z)\bar{e}_L(t) = \bar{C}(z)(T_d(z)^{-1} - 1)L(z)y(t) \\ \zeta_L(t) &= \bar{C}(z)\bar{e}'_L(t) = \bar{C}(z)(T_d(z)^{-1} - 1)L(z)y'(t)\end{aligned}\quad (35)$$

3. Computar  $\rho_L^{VI}$  de acordo com a seguinte equação:

$$\rho_L^{VI} = \bar{E} [\zeta_L^T(t)\Phi_L(t)]^{-1} \bar{E} [\zeta_L^T(t)u_L(t)] \quad (36)$$

#### 4.2.2 Filtro $L(z)$

Como foi antecipado há a presença do filtro  $L(z)$  no algoritmo *VRFT*. A escolha do filtro é uma maneira de justapor os mínimos dos custos  $J^{MR}$  e  $J^{VR}$  quando não há condições ideais (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002). Este é aplicado sobre os dados de entrada e de saída como mostra a equação (37).

$$J^{VR}(\rho) = \bar{E} \left[ L(z) \left( u(t) - \left( C(z, \rho) \frac{1 - T_d(z)}{T_d(z)} \right) y(t) \right) \right]^2 \quad (37)$$

Para que seja possível comparar ambos os custos,  $J^{MR}$  e  $J^{VR}$ , se faz necessário o uso do Teorema de Parseval para mostrar o comportamento dos mesmos no domínio frequencial, como visto em (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Aplica-se o Teorema de Parseval na equação (25):

$$J^{MR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{G(e^{j\omega})C(e^{j\omega}, \rho)}{1 + G(e^{j\omega})C(e^{j\omega}, \rho)} - \frac{G(e^{j\omega})C_d(e^{j\omega})}{1 + G(e^{j\omega})C_d(e^{j\omega})} \right|^2 \phi_r(e^{j\omega}) d\omega \quad (38)$$

com  $\phi_r(e^{j\omega})$  sendo o espectro do sinal real da referência  $r(t)$ . Ainda é possível manipular matematicamente a equação (38).

$$J^{MR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{G(e^{j\omega})[C(e^{j\omega}, \rho)(1 + G(e^{j\omega})C_d(e^{j\omega})) - C_d(e^{j\omega})(1 + G(e^{j\omega})C(e^{j\omega}, \rho))]}{[1 + G(e^{j\omega})C(e^{j\omega}, \rho)][1 + G(e^{j\omega})C_d(e^{j\omega})]} \right|^2 \phi_r(e^{j\omega}) d\omega \quad (39)$$

Manipulando a equação (39) é possível determinar a equação (40).

$$J^{MR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|G(e^{j\omega})|^2 |C(e^{j\omega}, \rho) - C_d(e^{j\omega})|^2}{|1 + G(e^{j\omega})C(e^{j\omega}, \rho)|^2 |1 + G(e^{j\omega})C_d(e^{j\omega})|^2} \phi_r(e^{j\omega}) d\omega \quad (40)$$

A equação (40) ainda pode ser reescrita como:

$$J^{MR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |G(e^{j\omega})|^2 |S(e^{j\omega}, \rho)|^2 |S_d(e^{j\omega})|^2 |C(e^{j\omega}, \rho) - C_d(e^{j\omega})|^2 \phi_r(e^{j\omega}) d\omega \quad (41)$$

$$\text{com } |S(e^{j\omega}, \rho)|^2 = \frac{1}{|1 + G(e^{j\omega})C(e^{j\omega}, \rho)|^2} \text{ e } |S_d(e^{j\omega})|^2 = \frac{1}{|1 + G(e^{j\omega})C_d(e^{j\omega})|^2} = \frac{1}{|1 - T_d(e^{j\omega})|^2}.$$

Para a função de custo do *VRFT*,  $J^{VR}(\rho)$ , dada pela equação (37), ao aplicar o Teorema de Parseval, obtém-se:

$$J^{VR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| L(e^{j\omega}) \left[ 1 - \left( \frac{C(e^{j\omega}, \rho) \cdot (1 - T_d(e^{j\omega}))}{T_d(e^{j\omega})} \right) G(e^{j\omega}) \right] \right|^2 \phi_u(e^{j\omega}) d\omega \quad (42)$$

$$J^{VR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |L(e^{j\omega})|^2 \frac{|G(e^{j\omega})|^2}{|T_d(e^{j\omega})|^2} \left| \frac{T_d(e^{j\omega})}{G(e^{j\omega})} - C(e^{j\omega}, \rho)(1 - T_d(e^{j\omega})) \right|^2 \phi_u(e^{j\omega}) d\omega \quad (43)$$

Conhecendo as relações  $|S_d(e^{j\omega})|^2 = |1 - T_d(e^{j\omega})|^2$  e  $\frac{T_d(e^{j\omega})}{G(e^{j\omega})} = C_d(e^{j\omega})S_d(e^{j\omega})$  é possível concluir que a função custo do *VRFT* será:

$$J^{VR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |L(e^{j\omega})|^2 \frac{|G(e^{j\omega})|^2 |S_d(e^{j\omega})|^2}{|T_d(e^{j\omega})|^2} |C_d(e^{j\omega}) - C(e^{j\omega}, \rho)|^2 \phi_u(e^{j\omega}) d\omega \quad (44)$$

Ao comparar (41) e (44) no caso em que  $C_d(z) \in \mathcal{C}$ , ou a proposição 4.1.1 é satisfeita, ambas funções custo possuem o mesmo mínimo global. Porém quando a proposição não é satisfeita, o mínimo irá depender de vários fatores dentro das integrais. Se os fatores dentro dos dois integrandos são diferentes, não existe motivos para esperar que os dois custos sejam os mesmos (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Para igualar os dois custos,  $J^{VR}(\rho) = J^{MR}(\rho)$ , determina-se o comportamento do parâmetro  $L(z)$  adicionado à  $J^{VR}(\rho)$ . É satisfatório escolher  $L(e^{j\omega})$  da seguinte maneira:

$$|L(e^{j\omega})|^2 = |T_d(e^{j\omega})|^2 |S(e^{j\omega}, \rho)|^2 \frac{\phi_r(e^{j\omega})}{\phi_u(e^{j\omega})} \quad (45)$$

com  $\phi_r(e^{j\omega})$  representando o espectro do sinal real da referência e  $\phi_u(e^{j\omega})$  representando o espectro do sinal aplicado no experimento do *VRFT*.

Ao verificar a equação (45) é visto a dependência do conhecimento de  $S(z, \rho)$ , que não está disponível para o cálculo. Faz-se necessário uma aproximação de  $S(z, \rho)$  através de algo conhecido (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011):

$$|S(e^{j\omega}, \rho)|^2 \approx |S_d(e^{j\omega})|^2 = |1 - T_d(e^{j\omega})|^2 \quad (46)$$

Com a aproximação descrita, o filtro da equação (45) torna:

$$|L(e^{j\omega})|^2 = |T_d(e^{j\omega})|^2 |1 - T_d(e^{j\omega})|^2 \frac{\phi_r(e^{j\omega})}{\phi_u(e^{j\omega})} \quad (47)$$

Comumente se escolhe o sinal de referência  $r(t)$  igual ao sinal de entrada do experimento  $u(t)$ , o que determina  $\frac{\phi_r(e^{j\omega})}{\phi_u(e^{j\omega})} = 1$ . Por fim, o filtro dependerá apenas do modelo de referência  $T_d(z)$  e a equação que o define é vista em (48).

$$L(z) = T_d(z) \cdot [1 - T_d(z)] \quad (48)$$

### 4.3 Projeto de Experimento

Segundo (LJUNG, 1999) o projeto de um experimento de identificação inclui inúmeras escolhas, tais como quais sinais medir, quando medi-los e como manipulá-los, além do modelo do processo que se deseja identificar, neste caso visto no Capítulo 3. De maneira geral, o projeto das variáveis associadas com o experimento da identificação são mais cruciais do que outras variáveis associadas ao experimento, como por exemplo a escolha da classe de modelos a ser identificada, que neste algoritmo pode ser testada a qualquer momento no computador, enquanto que os dados do experimento só podem ser alterados por um novo experimento, o que pode trazer certo custo em relação ao tempo.

Outro fator importante para o projeto de experimento no método do *VRFT*, está ligado à caracterização do modelo de referência. Para que o método de identificação consiga atingir seus objetivos e que contenha o menor erro possível, uma adequada escolha do modelo de referência fará com que se obtenha resultados mais próximos do resultado ótimo.

#### 4.3.1 Escolha do Sinal de Entrada

A escolha do sinal de entrada tem influência substancial nos dados observados. O sinal de entrada determina o ponto de operação do sistema e quais partes e modos do sistema são excitados durante o experimento, sendo que a escolha é arbitrada pelo projetista (LJUNG, 1999). Em aplicações de laboratório, a definição da entrada possui restrições ligadas a limitações de energia, ou no caso da *UPS*, de tensão no barramento *CC*. Os principais sinais utilizados para excitar os processos para a aquisição de dados em métodos de identificação de sistemas são:

- ruído branco filtrado;
- *PRBS* (do inglês, *Pseudorandom Binary Sequence*); ou
- soma de senoides.

sendo que a escolha é dada pelo tipo de método empregado, além do perfil da planta em uso. Uma característica importante do sinal que excita a planta é que este deve ser persistentemente excitante, que é descrito por (LJUNG, 1999) como sendo:

**Definição 4.3.1** (Persistência de Excitação). *Um sinal quasi-estacionário  $u(t)$  com espectro  $\Phi_u(\omega)$  é dito **persistentemente excitante de ordem  $n$**  se, para todos os filtros de forma:*

$$M_n(z) = m_1 z^{-1} + \dots + m_n z^{-n} \quad (49)$$

a relação

$$|M_n(e^{j\omega})|^2 \Phi_u(\omega) \equiv 0 \text{ implica que } M_n(e^{j\omega}) \equiv 0 \quad (50)$$

A partir da definição 4.3.1 pode-se extrair interpretações mais explícitas. Uma delas é que para o sinal ser persistentemente excitante de ordem  $n$ , é preciso que tenha  $n$  componentes de frequência distintas no intervalo  $-\pi < \omega \leq \pi$ . Também pode ser notado que se um sinal quasi-estacionário  $u(t)$  é filtrado por uma função de transferência estável, então o sinal resultante também é um sinal quasi-estacionário e, desta forma, sendo



$|M_n(e^{j\omega})|^2 \Phi_u(\omega)$  o espectro do sinal  $\xi(t) = M_n(z)u(t)$ , por conseguinte este sinal não perde sua persistência de excitação se filtrado pelo filtro  $M_n(z)$ . Para o trabalho foi considerado uma entrada do tipo soma de senoides, pois é um sinal persistentemente excitante. O sinal é caracterizado por:

$$u(t) = \sum_{k=1}^n \mu_k \cos(\omega_k t), \quad \omega_k \neq \omega_j, \quad k \neq j, \quad \omega_k \neq 0 \quad (51)$$

onde  $\mu_k$  é a amplitude do sinal,  $\omega_k$  é a frequência de oscilação, sendo que cada senoide possui duas linhas espectrais em  $\pm\omega_k$ , fazendo com que o sinal seja persistentemente excitante de ordem  $2n$ .

### 4.3.2 Escolha do Modelo de Referência

O modelo de referência para o método do *VRFT* é um dos principais pontos a ser discutido sobre o algoritmo. O objetivo do *VRFT* é o rastreamento de referência, portanto, a ideia é que a resposta obtida com o controlador, em malha fechada, seja a mais próxima possível da referência dada. Para isso, é utilizado um modelo de referência, o qual deve ser descrito pelo projetista através do comportamento desejado em malha fechada. Este, geralmente, é expresso em termos de alguns critérios de atuação, tais como: máxima sobrepassagem, tempo de acomodação, tempo de subida, frequência de corte, entre outros.

Nesta seção serão apresentados os modelos de referência utilizados. Serão definidas duas estruturas que terão grau relativo 2, sendo uma com três polos e um zero e outra com quatro polos e dois zeros, além do que, em ambas há um ganho  $K$ . A escolha para o grau relativo se deve ao fato que para o sistema apresentado no Capítulo 2, em malha fechada, com o controlador ressonante mostrado no Capítulo 3, apresenta quatro polos e dois zeros. As equações (52) e (53) mostram exemplos de funções de transferência para o controlador ressonante e para a planta do sistema. Para realimentação unitária e negativa, conforme apresentada na equação (54), e utilizando as equações (52) e (53), é obtida a equação (55) que corrobora com a informação sobre o grau relativo do sistema real em malha fechada.

$$C(s) = \frac{(s + z_1) \cdot (s + z_2)}{(s + p_{c1}) \cdot (s + p_{c2})} \quad (52)$$

$$G(s) = \frac{K}{(s + p_{s1}) \cdot (s + p_{s2})} \quad (53)$$

$$G_{MF}(s) = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)} \quad (54)$$

$$G_{MF}(s) = \frac{K \cdot (s + z_1) \cdot (s + z_2)}{(s + p_{s1}) \cdot (s + p_{s2}) \cdot (s + p_{c1}) \cdot (s + p_{c2}) + [K \cdot (s + z_1) \cdot (s + z_2)]} \quad (55)$$

O requisito fundamental para que o sistema possa ter o objetivo de rastreamento de referência atingido é que o modelo de referência deve apresentar fase zero e magnitude unitária, ou 0 *dB*, na frequência de interesse, pois com isso a saída obtida a partir do modelo sempre apresentará o comportamento imposto na entrada. Como é desejado o seguimento de referência senoidal na frequência das redes de baixa tensão, 60 *Hz*, o modelo de referência utilizará a frequência de interesse de  $\omega_n = 376,9911 \text{ rad/s}$ .

Para atender o requisito descrito anteriormente, primeiro deve-se fixar os polos do modelo de maneira que o sistema venha a ter o melhor comportamento transitório possível. Sendo o grau relativo escolhido para o modelo de referência uma aproximação a um sistema de segunda ordem, podem ser utilizadas as especificações para este tipo de sistema, que são muito difundidas na literatura de controle. O requisito usado é o de tempo de acomodação, o qual depende da faixa de tolerância escolhida e é medida em termos da constante de tempo  $\tau = 1/\sigma$ . Ao definir uma faixa de tolerância de  $\pm 2\%$  são necessárias quatro constantes de tempo, portanto:

$$t_{ss2\%} \approx 4\tau \approx \frac{4}{\sigma} \quad (56)$$

tal que  $\sigma$  é a parte real do polo do sistema de segunda ordem. Assim, é desejado um comportamento que  $t_{ss2\%}$  seja menor que 2 ciclos de funcionamento do sistema, ou, aproximadamente 32 ms, o qual pode ser observado no envelope de tensão apresentado na norma IEC 62040-3. Para isso, a parte real dos polos escolhidos deve satisfazer a seguinte equação:  $|\sigma| > 125$ . Já para determinar o comportamento em regime permanente é necessário que o módulo de  $T_d(j\omega_n)$  seja igual à 1. Isto implicará na definição do ganho  $K$  e do zero  $z_1$ .

Assim nas seções posteriores serão expostas as localizações dos polos a partir do comportamento do tempo de estabilização, bem como as definições do ganho e dos zeros para alcançar o desempenho em regime permanente para os dois casos pré-estabelecidos.

#### 4.3.2.1 $T_{d1}(z)$ : Modelo de referência com 3 polos e 1 zero

Para este caso, o modelo de referência toma a forma descrita pela equação (57).

$$T_{d1}(j\omega_n) = \frac{K \cdot (j\omega_n + z_1)}{(j\omega_n + p_1) \cdot (j\omega_n + p_2) \cdot (j\omega_n + p_3)} \quad (57)$$

Os polos foram escolhidos de modo que fossem mais rápidos que  $|\sigma| = 125$ . Dois polos foram alocados de maneira que fossem, em torno de, 5 a 10 vezes mais rápido que a frequência  $\omega_n$ , para simular uma dinâmica rápida para o sistema, já que sistemas *UPS* possuem esse comportamento.

Após a determinação dos polos como sendo aqueles da Tabela 2 para que possam atender ao desempenho de regime transitório, é necessário o uso da equação (58), na qual pode ser identificado o requisito básico do modelo de referência de possuir módulo 1 com fase  $0^\circ$  na frequência de interesse  $\omega_n$ .

$$1 + j0 = \frac{K \cdot (j\omega_n + z_1)}{(j\omega_n + p_1) \cdot (j\omega_n + p_2) \cdot (j\omega_n + p_3)} \quad (58)$$

Ao substituir os valores dos polos, que estão dispostos na Tabela 2, na equação (58) é obtida a equação (59). Rearranjando a formulação, são obtidas as equações subsequentes, sendo a equação (61) uma comparação direta entre a parte real do denominador com a parte real do numerador e, conseqüentemente, uma comparação da parte imaginária.

$$1 = \frac{K \cdot (j\omega_n + z_1)}{(j\omega_n + 550) \cdot (j\omega_n + 2500) \cdot (j\omega_n + 4000)} \quad (59)$$

$$(j\omega_n + 550) \cdot (j\omega_n + 2500) \cdot (j\omega_n + 4000) = K \cdot (j\omega_n + z_1) \quad (60)$$

$$4,4980 \cdot 10^9 + j5,0641 \cdot 10^9 = K \cdot z_1 + K \cdot j\omega_n \quad (61)$$

Sendo assim, é possível comparar a parte imaginária de cada lado da equação (61), obtendo a seguinte expressão:

$$j5,0641 \cdot 10^9 = K \cdot j\omega_n \quad (62)$$

$$K = \frac{5,0641 \cdot 10^9}{\omega_n} = 1,3433 \cdot 10^7 \quad (63)$$

Fazendo a mesma analogia para a parte real é obtida a seguinte equação:

$$4,4980 \cdot 10^9 = K \cdot z_1 \quad (64)$$

$$z_1 = \frac{4,4980 \cdot 10^9}{K} = 334,8529 \quad (65)$$

Tabela 2: Ganho, polos e zero para Modelo de Referência do caso 1.

Parâmetros	Valores
$K$	$1,3433 \cdot 10^7$
$z_1$	334,8529
$p_1$	550
$p_2$	2500
$p_3$	4000

Para utilizar o modelo de referência no método do *VRFT* é necessário discretizar a equação (57). Para os dados apresentados na Tabela 2 e, ao definir como método de discretização o Segurador de Ordem Zero (em inglês *Zero-Order Hold, ZOH*), o modelo de referência discreto é dado da forma:

$$T_{d1}(z) = \frac{0,01299z^2 - 0,001079z - 0,01153}{z^3 - 2,697z^2 + 2,419z - 0,7215} \quad (66)$$

tal que o período de amostragem é  $T_a = 1/21600 = 4,6296 \cdot 10^{-5}$  s, baseado na frequência de amostragem dos sinais do sistema real.

#### 4.3.2.2 $T_{d2}(z)$ : Modelo de referência com 4 polos e 2 zeros

Para este caso de estudo de modelo de referência a estrutura utilizada é da forma apresentada na equação (67). Esta é a mesma estrutura presente na equação (55) que determina o sistema em malha fechada com o controlador ressonante.

$$T_{d2}(j\omega_n) = \frac{K \cdot (j\omega_n + z_1) \cdot (j\omega_n + z_2)}{(j\omega_n + p_1) \cdot (j\omega_n + p_2) \cdot (j\omega_n + p_3) \cdot (j\omega_n + p_4)} \quad (67)$$

A escolha da posição para os polos  $p_1$  e  $p_2$  foi feita a partir do comportamento dinâmico encontrado nos trabalhos anteriores, conforme visto em (CARVALHO, 2013), onde o sistema em malha fechada possui dois polos complexos conjugados na frequência de 9000 *rad/s*. Sendo assim, foram determinados dois polos sobre o eixo real na frequência de 15000 *rad/s* com o intuito de definir uma dinâmica rápida para o sistema, porém

sem o comportamento oscilatório que polos complexos conjugados causam no regime transitório.

Para atingir o comportamento em regime permanente dado, faz-se uso da mesma metodologia discutida no caso anterior da obtenção do modelo de referência. A equação (68) apresenta a determinação de módulo 1 com fase  $0^\circ$  na frequência de interesse  $\omega_n$ , sendo que a equação (69) há a substituição dos valores fixos.

$$1 + j0 = \frac{K \cdot (j\omega_n + z_1) \cdot (j\omega_n + z_2)}{(j\omega_n + p_1) \cdot (j\omega_n + p_2) \cdot (j\omega_n + p_3) \cdot (j\omega_n + p_4)} \quad (68)$$

$$1 = \frac{K \cdot (j\omega_n + z_1) \cdot (j\omega_n + 8000)}{(j\omega_n + 15000) \cdot (j\omega_n + 15000) \cdot (j\omega_n + 3000) \cdot (j\omega_n + 350)} \quad (69)$$

Ao multiplicar o meio pelos extremos é obtida a equação (70):

$$\frac{(j\omega_n + 15000) \cdot (j\omega_n + 15000) \cdot (j\omega_n + 3000) \cdot (j\omega_n + 350)}{(j\omega_n + 8000)} = K \cdot (j\omega_n + z_1) \quad (70)$$

$$2,5409 \cdot 10^{10} + j3,5583 \cdot 10^{10} = K \cdot z_1 + K \cdot j\omega_n \quad (71)$$

Sendo assim, como no caso anterior, é possível comparar a parte imaginária de cada lado da equação (71), e pode ser estabelecida a igualdade (72), resultando no ganho dado pela equação (73).

$$j3,5583 \cdot 10^{10} = K \cdot j\omega_n \quad (72)$$

$$K = \frac{3,5583 \cdot 10^{10}}{\omega_n} = 9,4388 \cdot 10^7 \quad (73)$$

Ao seguir a mesma ideia para a parte real da equação (71) é obtida a equação (74) com valor de  $z_1$  explicitado em (74).

$$2,5409 \cdot 10^{10} = K \cdot z_1 \quad (74)$$

$$z_1 = \frac{2,5409 \cdot 10^{10}}{K} = 269,2021 \quad (75)$$

Por fim, a Tabela 3 apresenta de forma resumida os valores determinados para a função de transferência do modelo de referência descrito pela equação (67).

Tabela 3: Ganho, polos e zero para Modelo de Referência do caso 2.

Parâmetros	Valores
$K$	$9,4388 \cdot 10^7$
$z_1$	269,2021
$z_2$	8000
$p_1$	15000
$p_2$	15000
$p_3$	3000
$p_4$	350

Como dito anteriormente, é necessário discretizar a equação (67). Para os dados apresentados na Tabela 3 e, utilizando novamente o Segurador de Ordem Zero, o modelo de referência discreto é descrito por:

$$T_{d2}(z) = \frac{0,06984z^3 - 0,06978z^2 - 0,03194z + 0,03233}{z^4 - 2,853z^3 + 2,958z^2 - 1,318z + 0,2135} \quad (76)$$

tal que o período de amostragem é  $T_a = 1/21600 = 4,6296 \cdot 10^{-5}$  s, baseado na frequência de amostragem dos sinais do sistema real.

#### 4.4 Observações Finais

O controle baseado em dados é uma técnica bastante interessante e motivadora para aplicação na indústria, já que é possível manter os controladores das plantas sintonizados quando se vê um comportamento atípico sem que haja o uso da técnica de tentativa-e-erro difundida na indústria. A aplicação do *VRFT* é mais simples, já que necessita de no máximo dois experimentos do processo que podem ser realizados em malha aberta ou em malha fechada. Outro fator que torna o uso do método interessante é que a sintonia dos ganhos do compensador é feita de maneira *off-line*, não atrapalhando o processo industrial. Um passo-a-passo para sintonia da estrutura de controle especificada pode ser descrita da seguinte forma:

1. Definir o ganho da realimentação de corrente a partir do procedimento experimental dado;
  - No sistema, com o laço de corrente fechado, aplicar um degrau com um nível de tensão pré-estabelecido e determinar o ganho que deixe o sistema com o comportamento descrito na seção 3.2.
2. Definir um modelo de referência com as características desejadas para o funcionamento do sistema em malha fechada;
3. Escolher o tipo de entrada para excitar a planta;
4. Excitar o sistema, em malha aberta com a realimentação de corrente com o ganho definido no primeiro item e realizar dois ensaios com a saída do sistema apresentando a influência de algum tipo de carga;
5. Realizar o método do *VRFT* aplicando a equação para determinação dos ganhos do controlador ressonante:

$$\rho_L^{VI} = \bar{E} [\zeta_L^T(t)\Phi_L(t)]^{-1} \bar{E} [\zeta_L^T(t)u_L(t)]$$

## 5 RESULTADOS

Serão apresentados resultados para verificar como o sistema se comporta a partir da utilização do método proposto para a identificação dos parâmetros do controlador, juntamente com a estrutura de controle escolhida. Será mostrado o sistema de controle utilizado nas simulações, bem como aquele usado nos experimentos práticos. Em seguida, será descrita a metodologia usada nos experimentos e, por fim, apresentado os resultados simulados e práticos obtidos para as realizações propostas.

### 5.1 Sistema Utilizado

O inversor de frequência monofásico tem especificações de um inversor de 5  $kVA$ . O sistema então apresenta os parâmetros descritos pela Tabela 4:

Tabela 4: Parâmetros do sistema.

Parâmetros	Valores
$L_f$	$1 \cdot 10^{-3}$ H
$R_{L_f}$	$15 \cdot 10^{-3}$ $\Omega$
$C_f$	$300 \cdot 10^{-6}$ F
$Y_0$	0,2 S
$f_c$	21600 Hz
$f_a$	21600 Hz
$T_a$	$46,296 \cdot 10^{-6}$ s
$\omega_n$	376,9911 rad/s
$K_{PWM}$	26,5
$V_{CC}$	530 V

onde  $f_c$  é a frequência de chaveamento dos  $IGBTs$ ,  $f_a$  é a frequência de amostragem do sistema e  $V_{CC}$  é a tensão no barramento de corrente contínua.

A fim de utilizar um ganho de corrente  $K_c$  que possibilita a obtenção de bons resultados para todo o conjunto de experimentos, foi escolhido  $K_c = 4.8$ , sendo este o valor de ganho mais alto naquela faixa de valores estabelecida na Figura 10 entre 4.5 e 4.8. O ganho determinado leva o sistema a atender as normas com relação a  $THD$  da tensão de saída da  $UPS$ .

Outro aspecto que deve ser levado em consideração nos experimentos simulados e práticos são as cargas que, a partir da descrição do capítulo 2, tem seus componentes dados pela Tabela 5.

Tabela 5: Dimensionamento dos componentes das cargas.

Componente	Valor
Resistência da carga linear	$5 \Omega$
Resistência da carga não-linear	$5,45 \Omega$
Capacitância da carga não-linear	$23100 \mu F$

### 5.1.1 Blocos de Simulação

As simulações utilizam uma estrutura baseada na co-simulação entre o *software MATLAB* para implementar a estrutura do controlador proposto e o *software PSIM* para desenvolver o inversor de frequência monofásico e a carga. Esta integração entre os programas foi realizada pelo *SimCoupler* que está disponível no *software PSIM*. Na Figura 15, o diagrama de blocos apresentado define o sistema em malha fechada, onde o compensador é representado pelo bloco azul, sendo que na saída do bloco há um saturador para o sinal de controle restringindo-o ao nível do barramento CC; há um bloco de ruído dado pelo bloco cinza; o acionamento da carga é dado pelo bloco verde e o inversor de frequência pelo bloco laranja. Este último bloco, chamado de *SimCoupler* no *software Simulink*, tem seu conteúdo implementado no *PSIM* e o esquemático é visto na Figura 17.

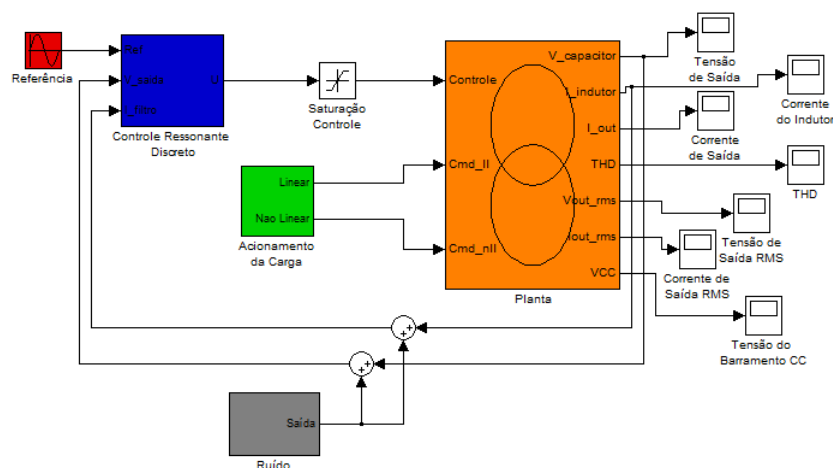


Figura 15: Diagrama de blocos da simulação de malha fechada utilizando o *software MATLAB*.

A Figura 16(a) descreve o controlador, o qual é alimentado pela referência a ser seguida e pela tensão sobre o capacitor  $C_f$ , gerando o sinal de erro para a entrada do controlador ressonante, além de receber o sinal de corrente que passa pelo indutor  $L_f$  para que possa ser realimentada. Já a Figura 16(b) representa o bloco de ruído, que é um ruído branco filtrado pela função de transferência apresentada na figura e parâmetros do bloco de ruído branco dado por: *Noise power: 0.003* e *Seed: 2334 ou 0*.

Já a estrutura de potência é vista na Figura 17 que possui a fonte de tensão trifásica para alimentar o sistema que é representada pelo bloco amarelo, o circuito retificador dado pelo bloco azul, o filtro do barramento CC dado pelos capacitores do bloco roxo, os módulos *IGBTs* visto no bloco cinza, o filtro *LC* no bloco verde claro, a carga linear caracterizada pelo bloco verde escuro e, por fim, a carga não linear dada pelo bloco vermelho.

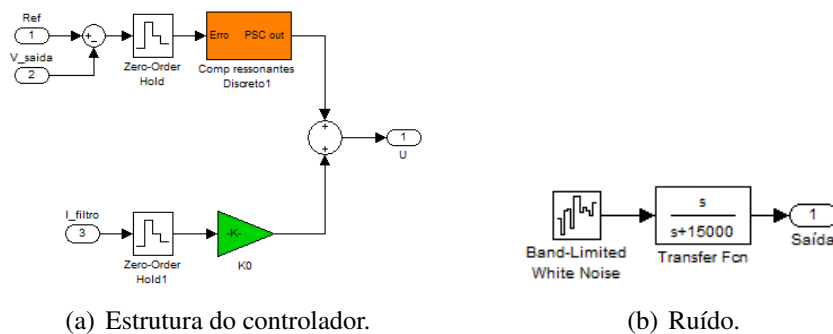


Figura 16: Diagramas de blocos das estruturas da Figura 15.

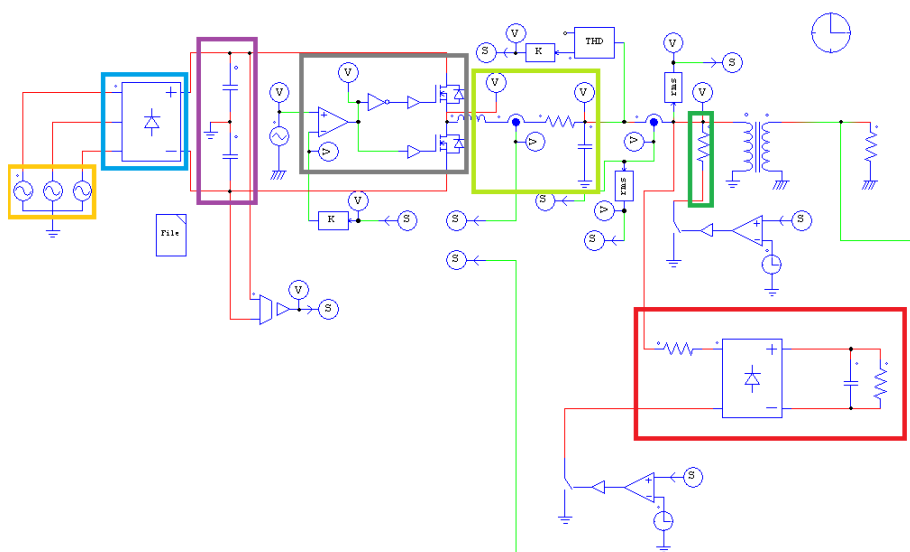


Figura 17: Simulação do inversor de frequência monofásico e da carga utilizando o *software PSIM*.

### 5.1.2 Implementação Prática

Os resultados experimentais foram realizados em uma plataforma de inversor de frequência monofásico com sua descrição dada no Capítulo 2 e os parâmetros vistos no início deste capítulo. Na Figura 18(a) há uma visão do sistema físico utilizado e na Figura 18(b) as cargas usadas nos testes. Além disso, nos anexos B e C podem ser vistos os diagramas elétricos do inversor e da carga, respectivamente.

Ainda com relação à obtenção dos resultados práticos, foi utilizada uma plataforma de um sistema de tempo real da empresa *dSPACE*, a partir da qual foram adquiridos os dados. O modelo usado foi o *DS1104 Controller Board*, mostrado na Figura 19 e que possui entrada para sinais analógicos e gerador de sinal *PWM*, dentre outros periféricos e recursos, dos quais podem ser destacados:

- 4 canais de conversor *A/D* de 16 *bits* de precisão, sendo usada uma taxa de aquisição de 21600 amostras por segundo;
- 4 canais de *PWM* de 16 *bits* de precisão;
- 20 portas *I/O* disponíveis.





(a) Inversor de frequência.



(b) Cargas.

Figura 18: Estrutura utilizada para aquisição dos resultados práticos.



Figura 19: *dSPACE DS1104 Controller Board*.

O modelo *DS1104 Controller Board* possui integração com o *MATLAB/Simulink*, proporcionando uma interface extremamente amigável para aplicar o controlador desejado. A Figura 20 mostra o diagrama de blocos implementado no *Simulink*, onde os blocos de cor vermelha são ligados à geração de referência; o bloco azul descreve a estrutura do controlador, como também apresentada na Figura 21(a); e, por fim, o bloco laranja visto em detalhes na Figura 21(b), o qual é a interface entre o *Simulink* e o sistema *DS1104* e realiza a aquisição do sinal de tensão do capacitor  $C_f$  que é medido através de um transformador de tensão e, também a obtenção do sinal de corrente do indutor  $L_f$  por meio de um sensor de efeito *Hall*, ao passo que cada sinal utiliza um canal A/D independente e possuem ganhos de conversão que foram observados no trabalho de (CARVALHO, 2013). Além disso, este bloco gera o sinal de controle através de um bloco *PWM* para aplicar na planta.

Outros equipamentos usados durante os experimentos práticos foram: um analisador de qualidade de energia *FLUKE 43B*; dois multímetros *FLUKE 115 True RMS*; e um osciloscópio *Tektronics TDS 2014*. Na Figura 22 é apresentada uma captura de tela do osciloscópio utilizado durante o experimento.

Após a apresentação do sistema, sendo caracterizadas as implementações simulada e prática utilizadas nos experimentos, é necessário discutir como foram realizados os ensaios.

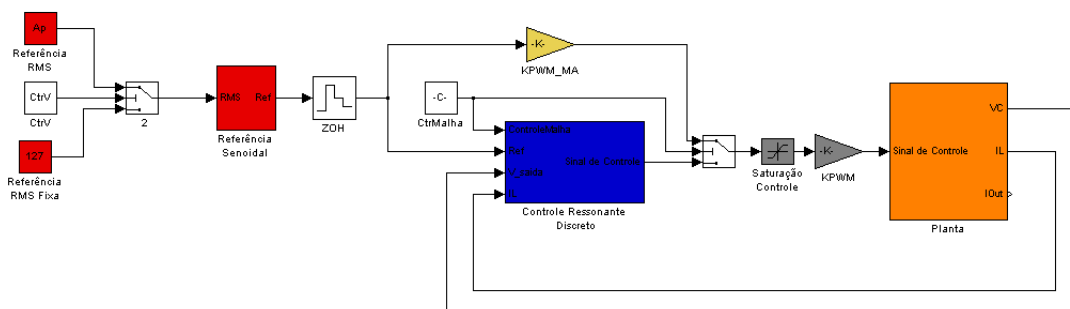
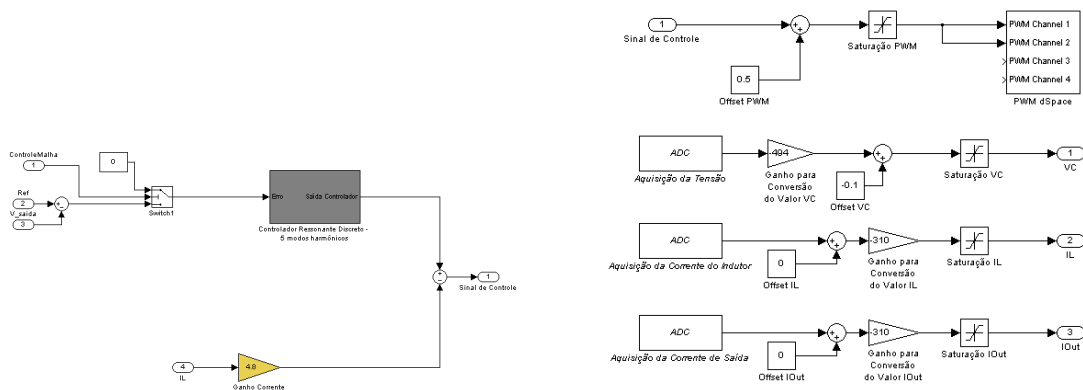


Figura 20: Diagrama de blocos do controlador desenvolvido no *Matlab/Simulink* para aplicação do sistema em tempo real.



(a) Bloco da estrutura do controlador, de cor azul.

(b) Bloco da aquisição de dados, de cor laranja.

Figura 21: Blocos expandidos do diagrama da Figura 20.

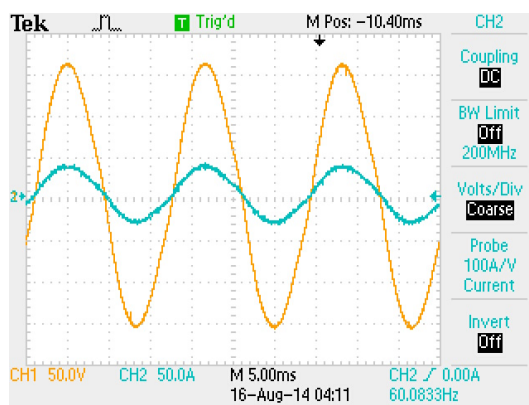


Figura 22: Exemplo de saída capturada com o osciloscópio *Tektronics TDS 2014*.

## 5.2 Descrição dos Experimentos

A análise do comportamento dinâmico do sistema é dividido em avaliação do regime permanente e do regime transitório. O período de regime permanente é testado a partir do erro de regime em relação à tensão de saída  $RMS$ , com o uso do sistema sob influência de carga e, também, sem a influência da carga.

Para analisar o desempenho dinâmico de sistemas dessa natureza são verificados os transitórios de carga que ocorrem. No sistema implementado estes transitórios são definidos pela inserção ou remoção da carga linear máxima que representa a mudança entre operação à vazio e operação com carga nominal e vice-versa. Estes transitórios serão avaliados a partir das curvas apresentadas no Capítulo 2 na seção da norma IEC 62040-3.

Já para o teste dinâmico para o sistema operando com carga não-linear será apresentado apenas o resultado da  $THD$  para operação em regime permanente, pois dadas as especificações de carga apresentadas no Capítulo 2 é possível verificar que o regime transitório instantâneo deste tipo de carga produz picos de corrente com amplitudes elevadas, podendo danificar a  $UPS$ .

### 5.2.1 Descrição em Relação ao Algoritmo $VRFT$

No escopo de projeto de experimento, o algoritmo do  $VRFT$  possui, basicamente, duas variáveis após a escolha da classe de controladores a ser identificada: a primeira é a determinação do modelo de referência, o qual já possui relato de dois casos; e a segunda é a definição do sinal de entrada que é usado para excitar a planta e obter os dados de saída. A partir disso, os resultados serão baseados na comparação do uso de dois sinais  $u(t)$  distintos para que possa ser mostrado a evolução que se tem nos resultados ao alterar os sinais, além de utilizar os dois modelos de referência descritos, compreendendo quatro realizações da estrutura de controle proposta. Ambos conjuntos de dados são adquiridos no sistema físico.

#### 5.2.1.1 Primeiro conjunto de dados: $u_1(t)$ , $y_1(t)$ e $y_1'(t)$

Para gerar o primeiro conjunto de dados apontados pelas Figuras 23(a) e 23(b) foram utilizadas senoides com as frequências: 30  $Hz$ , 60  $Hz$ , 90  $Hz$ , 120  $Hz$ , 150  $Hz$  e 180  $Hz$  e amplitude de 110  $V_{rms}$  para todas as senoides, com duração de experimento de 46,3  $ms$ . Os dados foram adquiridos na saída do sistema físico e sofreram influência da carga nominal linear que o sistema suporta, além de, posteriormente, serem normalizados.

#### 5.2.1.2 Segundo conjunto de dados: $u_2(t)$ , $y_2(t)$ e $y_2'(t)$

Para o segundo conjunto de dados, foram usadas senoides com as frequências: 30  $Hz$ , 45  $Hz$ , 65  $Hz$ , 75  $Hz$ , 90  $Hz$ , 120  $Hz$ , 150  $Hz$ , 180  $Hz$  e 240  $Hz$  e amplitude de 110  $V_{rms}$  para todas as senoides, com duração de experimento de 231,5  $ms$ . Neste caso, os dados também foram adquiridos sob a influência da carga linear máxima que o sistema suporta e foram normalizados. As Figuras 24(a) e 24(b) caracterizam estes conjuntos de dados.

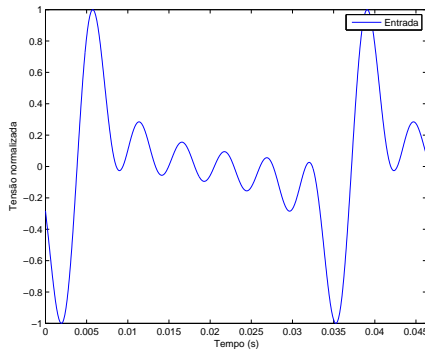
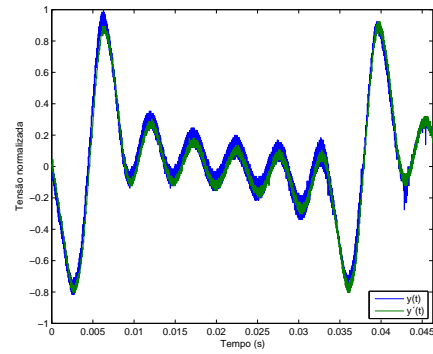
(a) Dados de Entrada  $u_1(t)$ .(b) Dados de saída  $y_1(t)$  e  $y'_1(t)$ .

Figura 23: Primeiro exemplo de conjunto de dados de entrada e saída de sistema real utilizados para experimento do *VRFT*.

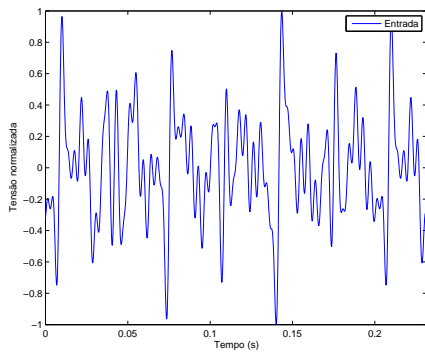
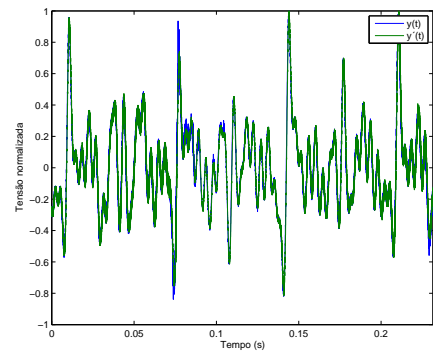
(a) Dados de Entrada  $u_2(t)$ .(b) Dados de saída  $y(t)$  e  $y'(t)$ .

Figura 24: Segundo exemplo de conjunto de dados de entrada e saída de sistema real utilizados para experimento do *VRFT*.

### 5.3 Resultados Utilizando Modelo de Referência $T_{d1}$

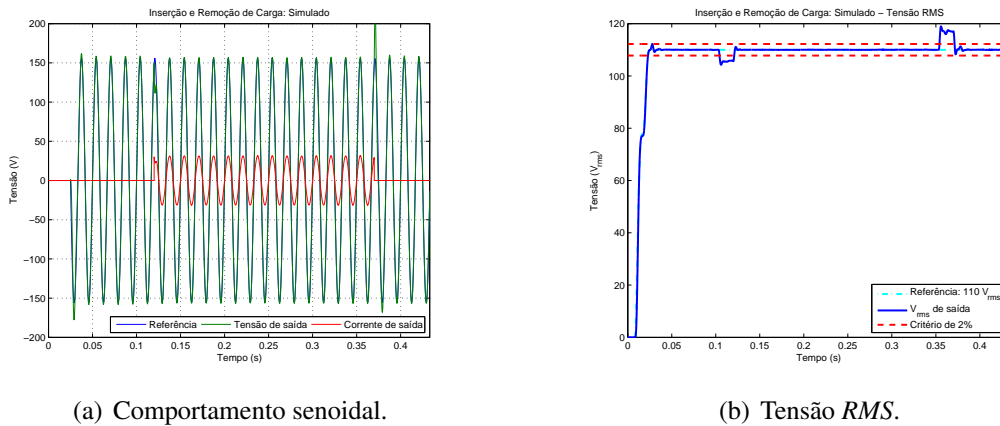
Para esta seção serão apresentados resultados simulados e experimentais do sistema operando à vazio e com carga nominal linear, a partir da utilização, no método de identificação dos parâmetros do controlador, do modelo de referência descrito por três polos e um zero e tem sua equação no domínio discreto visto em (66) e reproduzido a seguir:

$$T_{d1}(z) = \frac{0,01299z^2 - 0,001079z - 0,01153}{z^3 - 2,697z^2 + 2,419z - 0,7215}$$

Para mostrar a influência da escolha do sinal de entrada no método *VRFT* serão utilizados os dois tipos de conjuntos de dados apresentados nos tópicos 5.2.1.1 e 5.2.1.2.

#### 5.3.1 Resultado 1: usando entrada de excitação $u_1(t)$

Para a realização do método *VRFT*, neste caso, foi feito um experimento do método, gerando um vetor de regressores e uma variável instrumental a partir dos dados coletados. Com isso, obteve-se como resultado o controlador da equação (77). Além disso, foi calculado o custo  $J^{MR}$  através da saída obtida do sistema físico funcionando com a estrutura do controlador apresentada e sem influência de carga, sendo que o custo define



(a) Comportamento senoidal.

(b) Tensão RMS.

Figura 25: Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (77) e realimentação de corrente.

quão próximo o resultado atingido na saída usando o controlador sintonizado ficou da saída desejada. O custo tem valor bem próximo a zero, caracterizando um resultado bom, e é descrito por:

$$J^{MR} = 0,002569190381179$$

$$C(z) = \frac{0,8340z^2 - 1,5735z + 0,7401}{z^2 - 1,9996954z + 1} \quad (77)$$

Assim, com a estrutura do controlador completa são apresentados os resultados simulados e práticos.

### 5.3.1.1 Resultados Simulados

O primeiro conjunto de resultados simulados apresentados são aqueles referentes a estrutura de controlador definida previamente com realimentação de corrente e o controlador ressonante da equação (77). Nas Figuras 25(a) e 25(b), há o comportamento dinâmico do sistema com regime transitório inicial e transitórios de adição e subtração de carga nominal linear. A partir da norma IEC 62040-3 o transitório de carga pode ser avaliado como apresentado na Figura 26, onde para adição de carga na saída do sistema o tempo de restabelecimento foi de 17,82 ms e para remoção da mesma carga o tempo foi de, aproximadamente, 17,64 ms, além de não ter ultrapassado os limites de tensão determinados para cada instante de tempo.

Para o comportamento de regime permanente é visto que há seguimento de referência sem erro de regime, além de apresentar a *THD* descrita pela Tabela 6, que está dentro de ambas normas internacionais.

Tabela 6: Resumo dos valores de *THD* para o primeiro conjunto de resultados simulados.

Modo de Uso	<i>THD</i>
Sem Carga	2,9568%
Com Carga Linear	3,6701%

Outro resultado interessante é a comparação da saída do sistema em malha fechada com a saída proveniente da aplicação da mesma entrada sobre o modelo de referência.

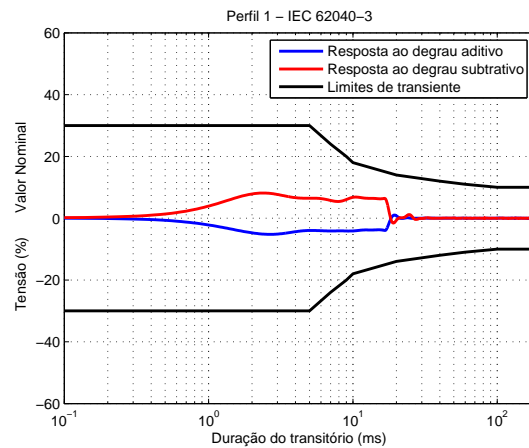


Figura 26: Perfil da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (77) em simulação.

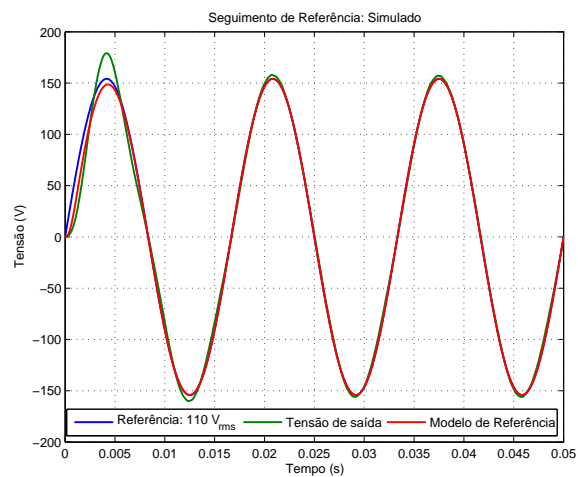


Figura 27: Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência  $T_{d1}$  com a malha de controle utilizando controlador da equação (77) e realimentação de corrente.

Na Figura 27 é visto que o modelo de referência estabiliza na primeira metade de um ciclo. Já a saída do sistema atinge o regime permanente na segunda metade de um ciclo do sistema.

### 5.3.1.2 Resultados Práticos

O primeiro resultado prático apresentado é o funcionamento sem carga do transitório inicial do sistema. É perceptível um nível de *overshoot* um pouco elevado através da medição de tensão *RMS*, com valor dado de 6,1818%.

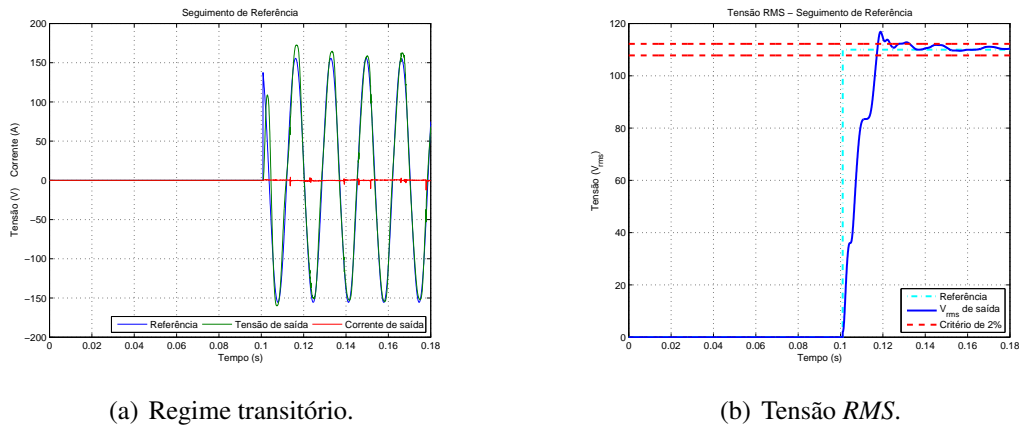


Figura 28: Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (77) e realimentação de corrente.

Em seguida, é observado nas Figuras 29(a)-29(c) o sistema funcionando a vazio e, em torno de 135 *ms*, há a aplicação de um degrau de carga linear sobre o sistema. Já nas Figuras 30(a)-30(c) o sistema sofre uma subtração do degrau de carga linear, em aproximadamente 140 *ms*. Pode ser constatado que, em ambos experimentos, mesmo após a inserção ou remoção da carga o sistema se manteve nos limites de  $\pm 2\%$  de tensão previstos pela norma IEEE Std 944, havendo um pequeno erro de regime da tensão *RMS* sob influência de carga, além disso, o sistema permaneceu estável, mesmo após a variação máxima de carga.

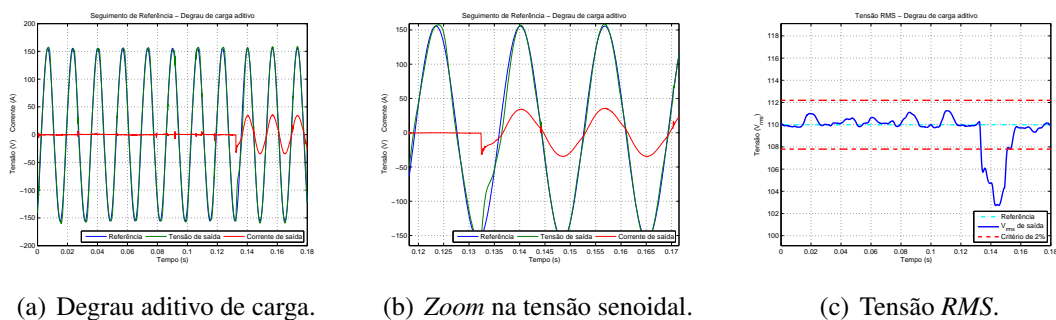


Figura 29: Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (77).

Outro modo de analisar o regime transitório, é utilizar a norma IEC 62040-3 que é mais restritiva com relação ao transitório, sendo usada uma das três classificações de perfis mostradas no Capítulo 2. Com isso, na Figura 31 constata-se que os regimes transitórios impostos sobre o sistema geraram uma saída que ficou dentro dos limites do perfil de tensão da norma, voltando para a região de  $\pm 2\%$  em 18,67 *ms* e 19,75 *ms*, após adição e subtração de degrau de carga máxima, respectivamente.

A distorção harmônica total observada na saída do sistema, que é uma medição dada para o regime permanente é apresentada nas Figuras 32(a) e 32(b). Tanto o sistema funcionando sob a influência de carga quanto funcionando à vazio satisfazem ambas as normas

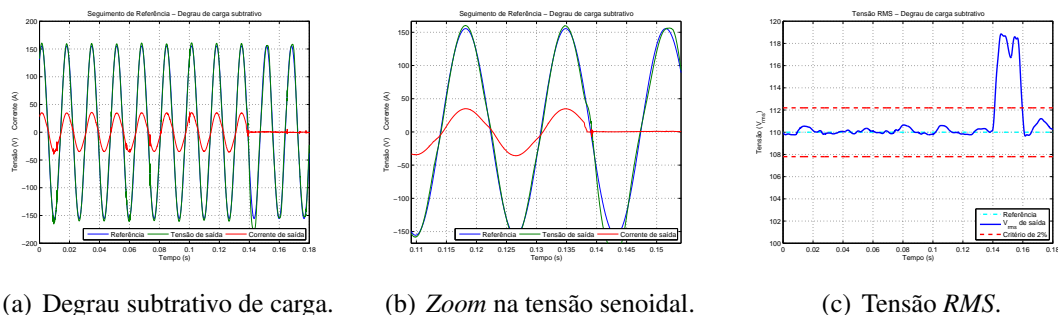


Figura 30: Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (77).

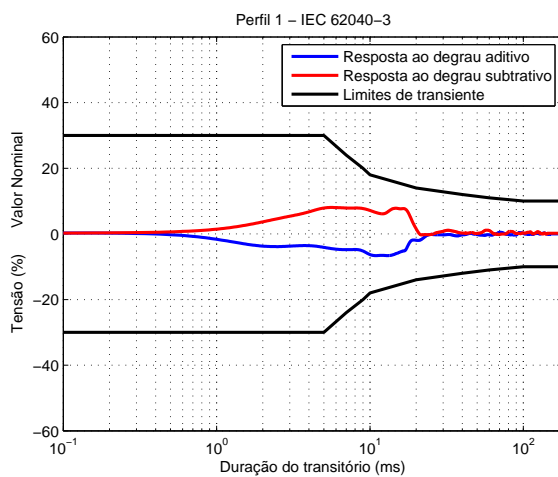


Figura 31: Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (77).

internacionais, com a IEEE Std 944 aceitando no máximo 5% de *THD* e a IEC 62040-3 no máximo 8%. Outro fator analisado pela norma IEC 62040-3 é que a terceira harmônica pode ter no máximo 5% de influência sobre a *THD*, sendo que a saída obtida ficou dentro desta normatização, visto na Tabela 7.

Tabela 7: Resumo dos valores de *THD* para o primeiro conjunto de resultados práticos.

Modo de Uso	<i>THD</i>	3 <sup>a</sup> Harmônica
Sem Carga	4,5%	3,9%
Com Carga Linear	4,8%	4,6%



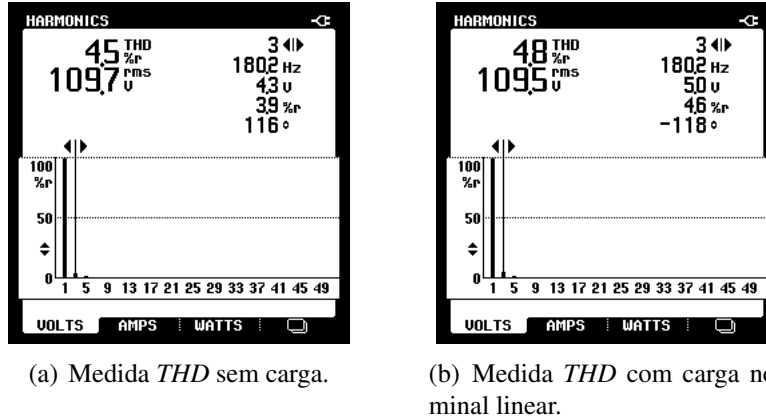


Figura 32: Medida de  $THD$  para sistema em malha fechada utilizando controlador (77).

### 5.3.2 Resultado 2: usando entrada de excitação $u_2(t)$

Ao tentar aperfeiçoar os resultados, foi aplicado no método  $VRFT$  um conjunto de dados de entrada e saída diferentes, os quais possuem um número maior de frequências associadas. Do mesmo modo que no tópico anterior, foi aplicado o algoritmo do  $VRFT$ , porém com os dados provenientes da excitação no sistema provocada pela entrada  $u_2(t)$ . O compensador resultante destes experimentos é mostrado na equação (78) e também teve o custo  $J^{MR}$  calculado, com uma melhora em relação ao primeiro resultado:

$$J^{MR} = 0,001400382974559$$

$$C(z) = \frac{1,4682z^2 - 2,8225z + 1,3549}{z^2 - 1,9996954z + 1} \quad (78)$$

#### 5.3.2.1 Resultados Simulados

Para este resultado simulado, as Figuras 33(a)-33(b) mostram o comportamento do sistema em regime transitório de adição e subtração de carga, além de um certo período de regime permanente entre estes transitórios. Os transitórios impostos ao sistema são caracterizados pela Figura 34, obtendo tempos para atingir o regime permanente muito próximos entre si:  $17,85 \text{ ms}$  e  $17,77 \text{ ms}$ , para inserção e remoção de carga linear, respectivamente.

Com relação ao regime permanente, o comportamento da saída do sistema também se mostrou próximo àquele visto na simulação anterior. A Tabela 8 descreve as medições da  $THD$  obtidas da simulação, mostrando que o sistema atende as normas neste quesito.

Tabela 8: Resumo dos valores de  $THD$  para o segundo conjunto de resultados simulados.

Modo de Uso	$THD$
Sem Carga	2,6289%
Com Carga Linear	3,3879%

Ao realizar a comparação da saída do sistema em malha fechada com a saída advinda do modelo de referência da Figura 35, é visto que o modelo de referência, neste caso, também estabiliza na primeira metade de um ciclo e a saída do sistema atinge o regime permanente na primeira metade de um ciclo do sistema.

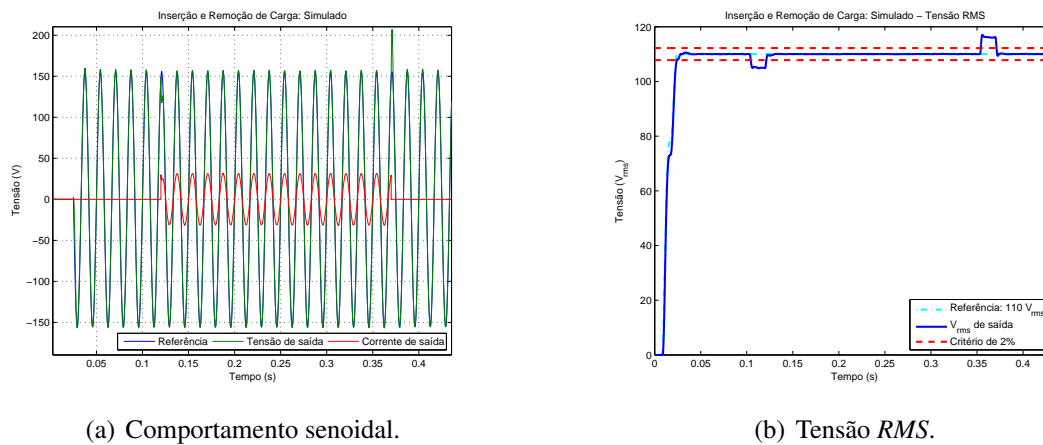


Figura 33: Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (78) e realimentação de corrente.

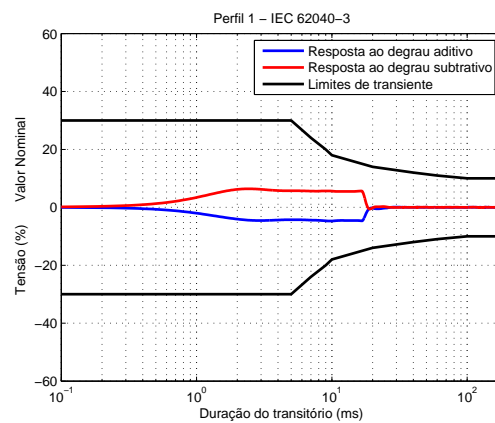


Figura 34: Perfil da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (78) em simulação.

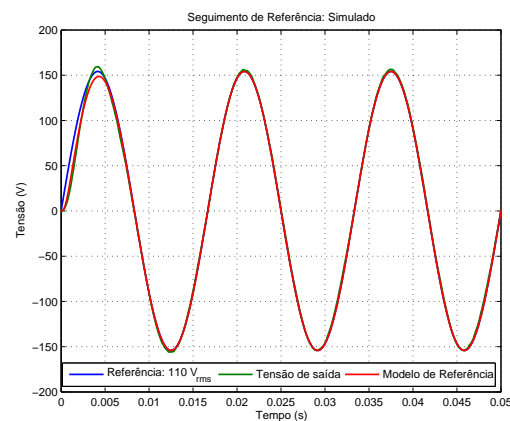


Figura 35: Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência  $T_{d1}$  com a malha de controle utilizando controlador da equação (78) e realimentação de corrente.

### 5.3.2.2 Resultados Práticos

Para este caso de experimentos práticos, primeiramente, é definido o regime transitório inicial com o funcionamento do sistema sem carga nas Figuras 36(a)-36(b). Ao comparar com o resultado prático da seção anterior houve uma melhora substancial do *overshoot*, que ficou com valor de 4,5454%.

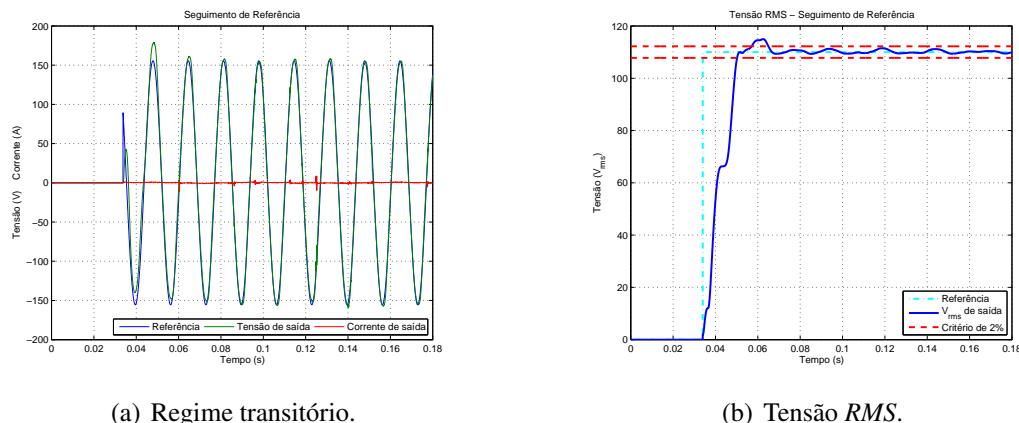


Figura 36: Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (78) e realimentação de corrente.

O segundo teste, que possui caráter avaliatório definido pelas normas são os transitórios de cargas aditivo e subtrativo, onde as Figuras 37(a)-37(c) evidenciam a adição de carga e as Figuras 38(a)-38(c) definem a subtração de carga. Neste caso, a saída do sistema também se manteve nos limites de  $\pm 2\%$  de tensão previstos pela norma IEEE Std 944 após inserção e remoção de carga.

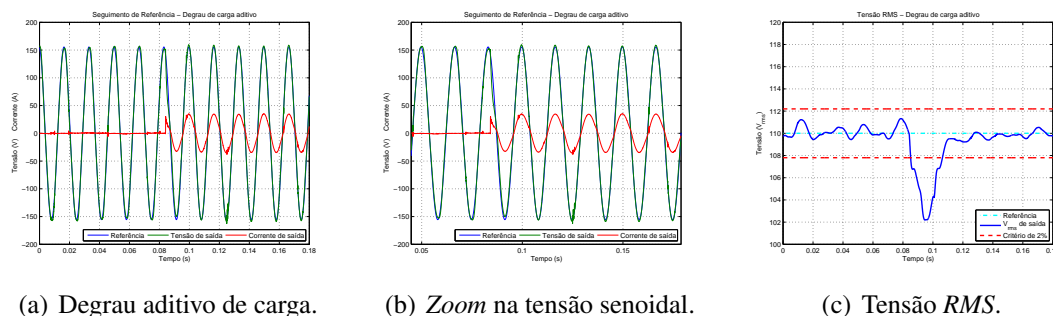


Figura 37: Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (78).

Ainda com relação ao regime transitório, é possível analisar este através do uso da norma IEC 62040-3. A Figura 39 apresenta um dos perfis de tensão para os regimes transitórios de carga impostos sobre o sistema, no qual houve uma pequena deterioração no tempo para atingir o regime permanente: foram necessários 19,84 ms para o sistema se restabelecer do degraú subtrativo de carga linear e 22,04 ms após a aplicação do degraú de carga.

A medida de *THD* ao aplicar este controlador dinâmico apresentou um valor um pouco melhor do que aquele dos experimentos práticos anteriores. Como visto nas Figuras 40(a)-40(b) e na Tabela 9 a saída do sistema em regime permanente obtida está de acordo com as especificações das normas. Além disso, a terceira harmônica proporcionou uma influência menor sobre a *THD*.

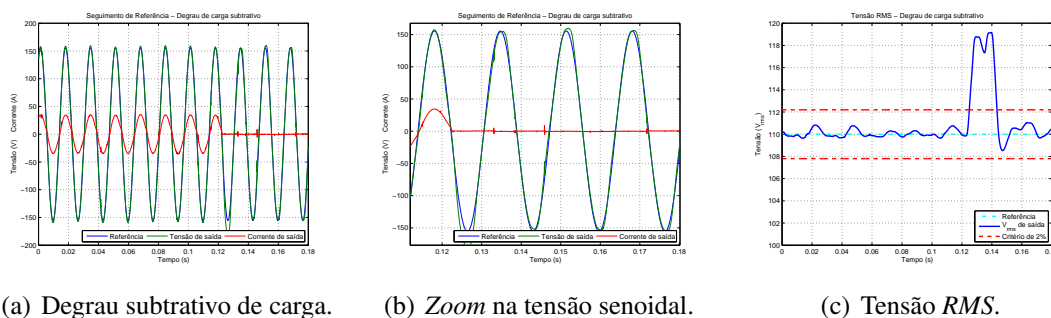


Figura 38: Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (78).

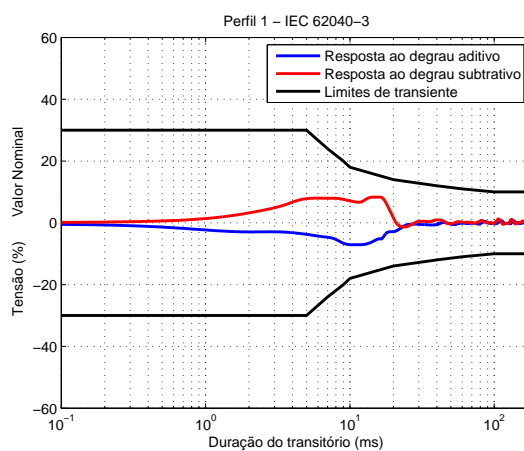
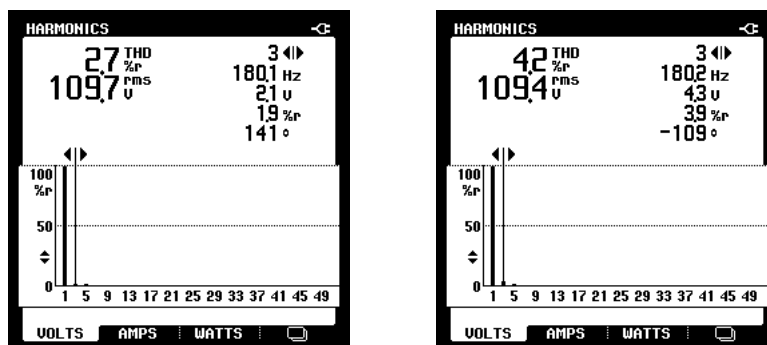


Figura 39: Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (78).

Tabela 9: Resumo dos valores de  $THD$  para o segundo conjunto de resultados práticos.

Modo de Uso	$THD$	3 <sup>a</sup> Harmônica
Sem Carga	2,7%	1,9%
Com Carga Linear	4,2%	3,9%



(a) Medida  $THD$  sem carga.

(b) Medida  $THD$  com carga nominal linear.

Figura 40: Medida de  $THD$  para sistema em malha fechada utilizando controlador (78).

## 5.4 Resultados Utilizando Modelo de Referência $T_{d2}$

Nesta seção serão mostrados resultados equivalentes aqueles apresentados anteriormente, porém utilizando no método  $VRFT$  o modelo de referência descrito por quatro polos e dois zeros no domínio contínuo, com sua descrição no domínio discreto dada pela equação (76) e reproduzido a seguir:

$$T_d(z) = \frac{0,06984z^3 - 0,06978z^2 - 0,03194z + 0,03233}{z^4 - 2,853z^3 + 2,958z^2 - 1,318z + 0,2135}$$

Como nos casos anteriores, para o método  $VRFT$ , serão utilizados os dois tipos de conjuntos de dados apresentados nos tópicos 5.2.1.1 e 5.2.1.2.

### 5.4.1 Resultado 3: usando entrada de excitação $u_1(t)$

Para este conjunto de resultados foi utilizado um controlador determinado a partir dos dados de excitação  $u_1(t)$  pré-estabelecido. Obteve-se o controlador apresentado na equação (79), com custo  $J^{MR}$  um pouco maior que aquele apresentado no último resultado e é descrito por:

$$J^{MR} = 0,001909061505886$$

$$C(z) = \frac{1,0073z^2 - 1,8780z + 0,8710}{z^2 - 1,9996954z + 1} \quad (79)$$

#### 5.4.1.1 Resultados Simulados

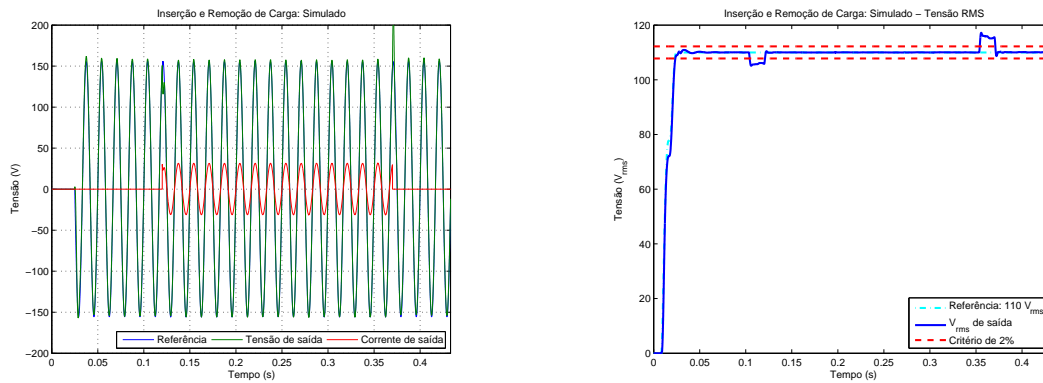
Para esta simulação o sistema apresentou comportamento transitório próximo ao que foi constatado nas simulações anteriores. Nas Figuras 41(a)-41(b) há o comportamento transitório inicial, de inserção e de remoção de carga. Os tempos de transitório de inserção e remoção de carga foram os mesmos de 17,57 ms, como apresentado na Figura 42.

Para o comportamento de regime permanente é visto que há seguimento de referência sem erro de regime, além de apresentar a  $THD$  descrita pela Tabela 10, que está dentro de ambas normas internacionais, porém para o uso de carga linear houve um aumento na medida de  $THD$  em comparação às simulações anteriores.

Tabela 10: Resumo dos valores de  $THD$  para o terceiro conjunto de resultados simulados.

Modo de Uso	$THD$
Sem Carga	2,7869%
Com Carga Linear	4,8986%

Para efeito de comparação da saída do sistema em malha fechada com a saída do modelo de referência como apresentada na Figura 43, é visto que, tanto o modelo de referência quanto a saída do sistema estabilizam na primeira metade de um ciclo.



(a) Comportamento senoidal.

(b) Tensão  $RMS$ .

Figura 41: Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (79) e realimentação de corrente.

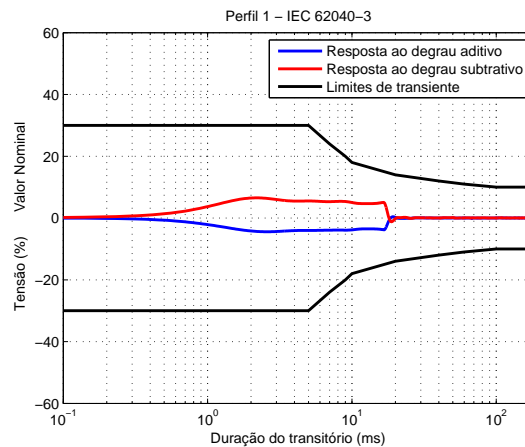


Figura 42: Perfil da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (79) em simulação.

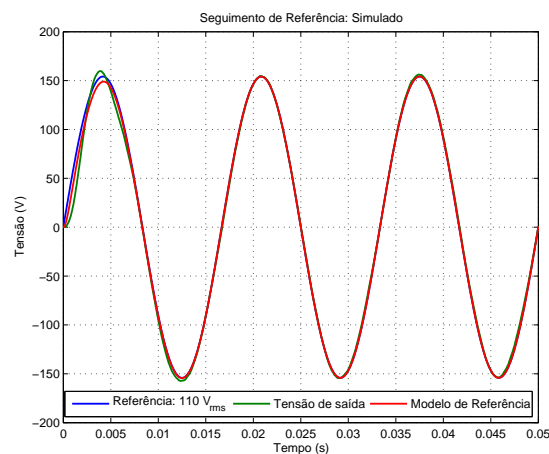


Figura 43: Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência  $T_{d2}$  com a malha de controle utilizando controlador da equação (79) e realimentação de corrente.

### 5.4.1.2 Resultados Práticos

O comportamento transitório inicial da saída do sistema é observado nas Figuras 44(a)-44(b). Ocorre *overshoot* com valor de 1,8181%.

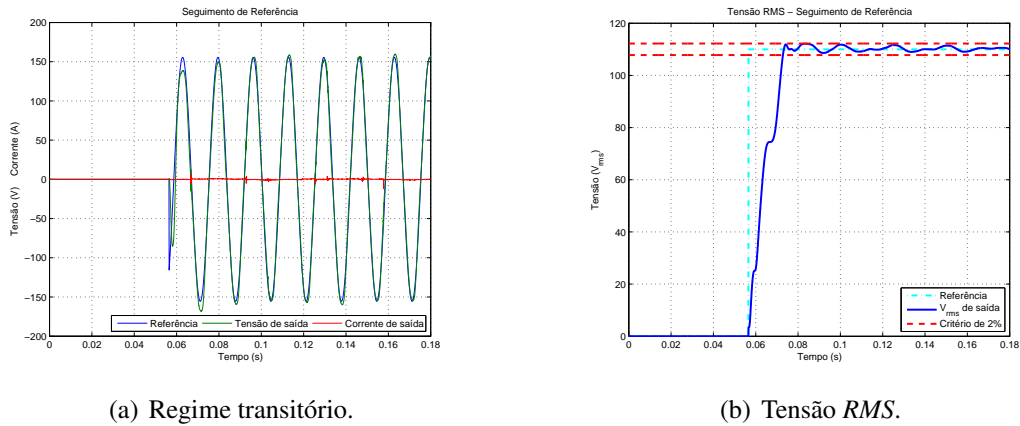


Figura 44: Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (79) e realimentação de corrente.

O comportamento transitório de adição de carga é apresentado nas Figuras 45(a)-45(c), sendo que próximo a 40 *ms* ocorre este transitório. E para a subtração de carga é visto nas Figuras 46(a)-46(c) que ocorre em, aproximadamente, 100 *ms*. Em ambos resultados, o sistema apresentou comportamento estável após a ocorrência do transitório.

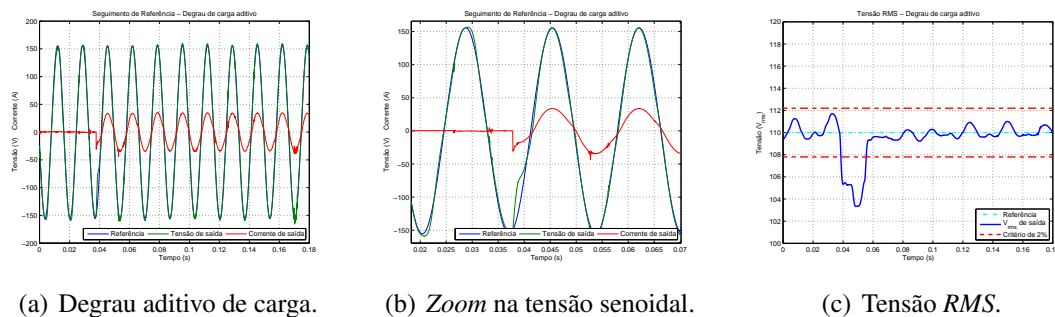


Figura 45: Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (79).

Ainda com relação ao resultado transitório, é observado na Figura 47 que o sistema apresentou um comportamento dinâmico respeitando os limites impostos pela norma IEC 62040-3. Após a adição de degrau de carga linear a saída do sistema atingiu o regime permanente em 17,55 *ms* e, para o degrau subtrativo de carga o sistema demorou cerca de 24,5 *ms* para se restabelecer e atingir o regime permanente.

Por fim, a medição da *THD* mostra que a saída do sistema está de acordo com as normas internacionais. As Figuras 48(a)-48(b) apresentam resultado de 3,7% de *THD* para o sistema funcionando a vazio e 4,7% com degrau de carga linear máximo. A Tabela 11 expõe um resumo da *THD* total e a influência da terceira harmônica.

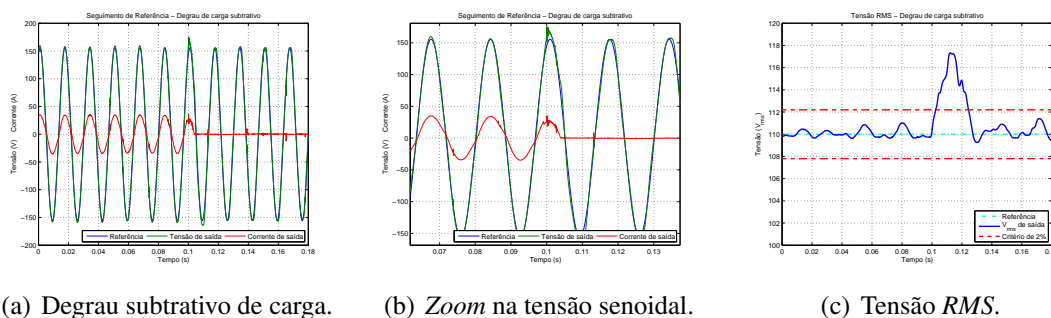


Figura 46: Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (79).

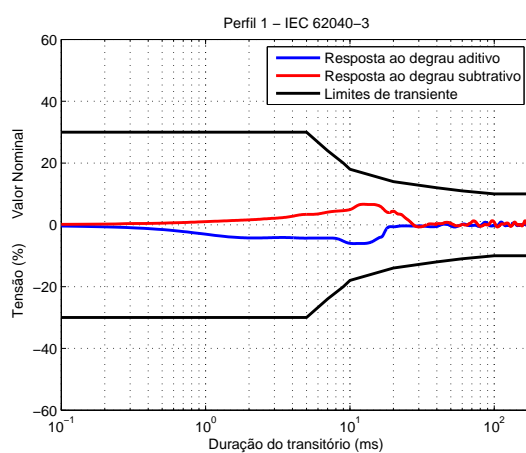
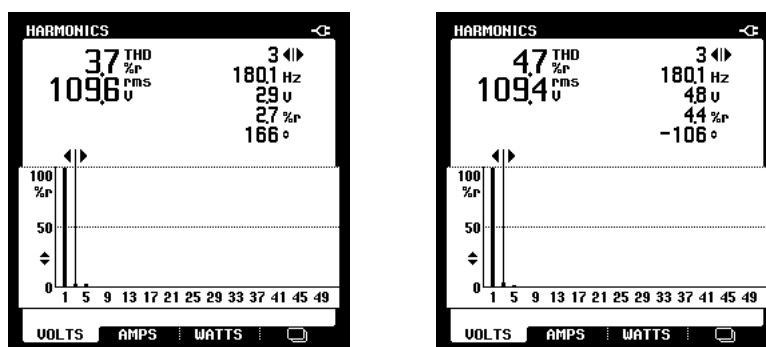


Figura 47: Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (79).



(a) Medida *THD* sem carga.

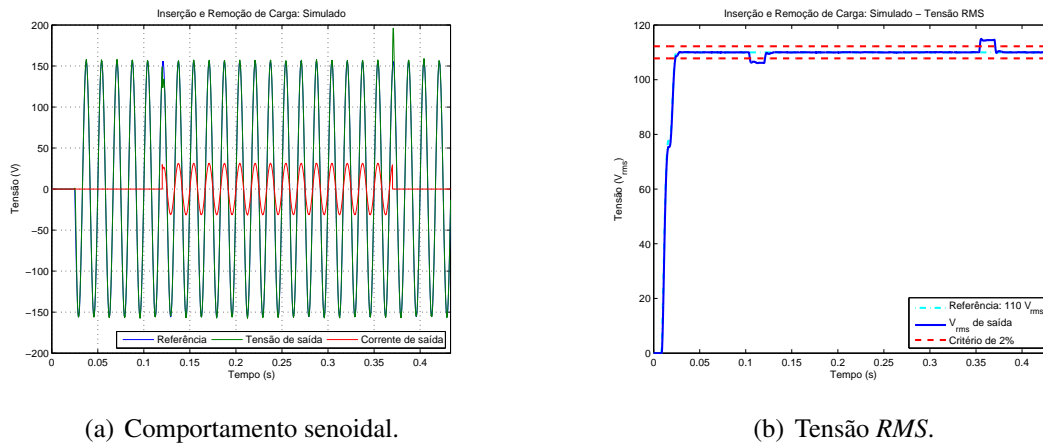
(b) Medida *THD* com carga nominal linear.

Figura 48: Medida de *THD* para sistema em malha fechada utilizando controlador (79).

Tabela 11: Resumo dos valores de *THD* para o terceiro conjunto de resultados práticos.

Modo de Uso	<i>THD</i>	3 <sup>a</sup> Harmônica
Sem Carga	3,7%	2,7%
Com Carga Linear	4,7%	4,4%





(a) Comportamento senoidal.

(b) Tensão RMS.

Figura 49: Comportamento dinâmico simulado do sistema utilizando controlador da equação (80) e realimentação de corrente.

#### 5.4.2 Resultado 4: usando entrada de excitação $u_2(t)$

Por fim, o último controlador implementado é definido pela estrutura dada, contendo a realimentação de corrente e o modo ressonante para frequência fundamental. Para sintonizar os ganhos deste modo ressonante foram utilizados no método *VRFT* os dados de saída obtidos após a aplicação do sinal  $u_2(t)$  na planta. Assim foi definido o controlador apresentado na equação (80), com custo  $J^{MR}$  indicado por:

$$J^{MR} = 0,001090382879422$$

$$C(z) = \frac{2,3985z^2 - 4,6572z + 2,2601}{z^2 - 1,9996954z + 1} \quad (80)$$

##### 5.4.2.1 Resultados Simulados

Nas Figuras 49(a)-49(b) pode ser visto o comportamento transitório inicial, de inserção e de remoção de carga. Os tempos de transitório de inserção e de remoção de carga foram de 17,6 ms e 17,5 ms, respectivamente, como apresentado na Figura 50.

Para o regime permanente a saída do sistema não possui erro de regime, além de apresentar a *THD* descrita pela Tabela 12, que está dentro de ambas normas internacionais.

Tabela 12: Resumo dos valores de *THD* para o quarto conjunto de resultados simulados.

Modo de Uso	<i>THD</i>
Sem Carga	2,5559%
Com Carga Linear	2,6121%

Ao observar a saída do sistema em malha fechada e comparar com a saída do modelo de referência como na Figura 51, é visto o comportamento mais aproximado aquele apresentado pelo modelo de referência.

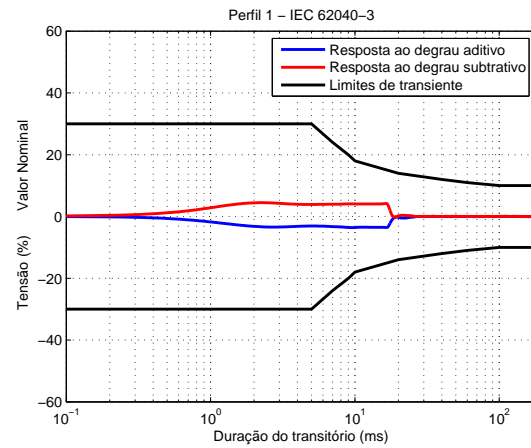


Figura 50: Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (80) em simulação.

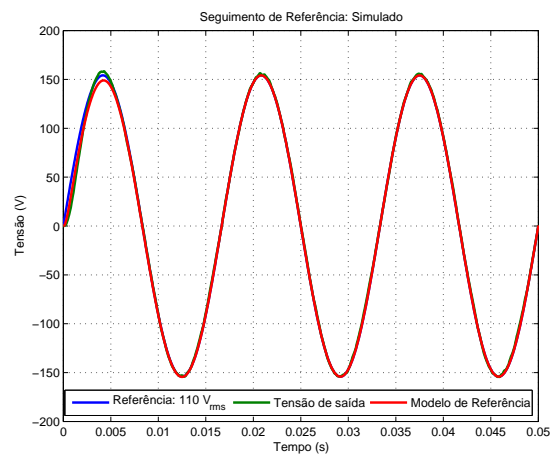


Figura 51: Comparativo entre a saída obtida com modelo de referência  $T_{d2}$  com a malha de controle utilizando controlador da equação (80) e realimentação de corrente.

### 5.4.2.2 Resultados Práticos

Para o regime transitório inicial o sistema apresentou *overshoot* de 0,8181% quando aplicada a referência de  $110 V_{rms}$ .

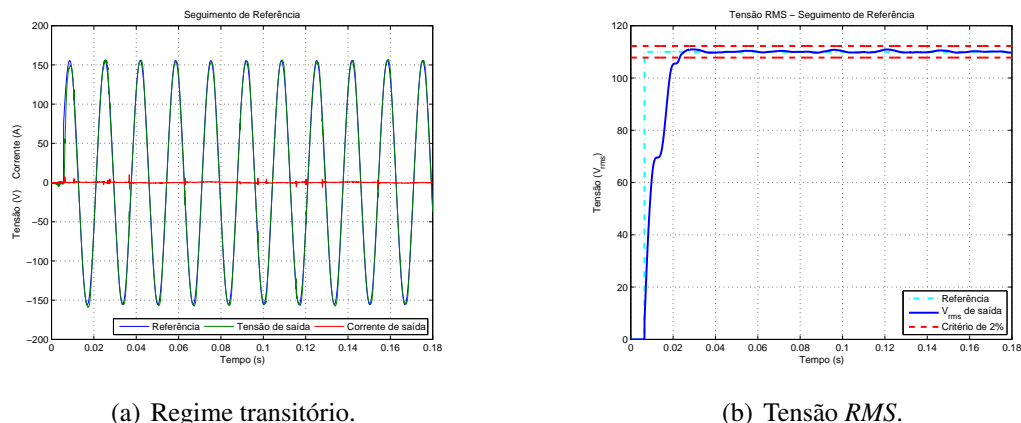


Figura 52: Regime transitório inicial utilizando controlador da equação (80) e realimentação de corrente.

Levando em conta o regime transitório definido pela imposição de carga linear, o sistema apresenta os comportamentos definidos pela Figuras 53(a)-53(c), sendo que o degrau de carga é aplicado em torno de  $50 ms$  do experimento. Já para remoção de carga da saída do sistema o comportamento dinâmico é dado pelas Figuras 54(a)-54(c) e acontece no instante de tempo de  $100 ms$ . Ao analisar o gráfico apresentado na Figura 5.4.2.2 é observado que neste caso o sistema também apresenta comportamento que respeita os perfis de tensão da norma IEC 62040-3. Para a inserção de carga no sistema há um período transitório de  $17,7 ms$  e para remoção de carga o período transitório é de  $19,85 ms$ .

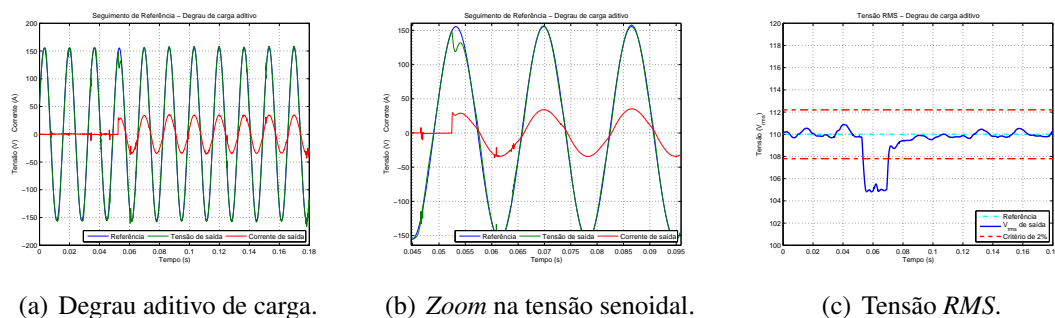


Figura 53: Adição de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (80).

A última análise que pode ser considerada é a medida da *THD*. Para este caso é apresentado na Figura 56(a) que para o funcionamento sem carga a *THD* é de 2,2% e na Figura 56(b), com carga linear o sistema possui 4,0% de *THD*. A Tabela 13 ainda expõe um resumo da *THD* total e a influência da terceira harmônica.

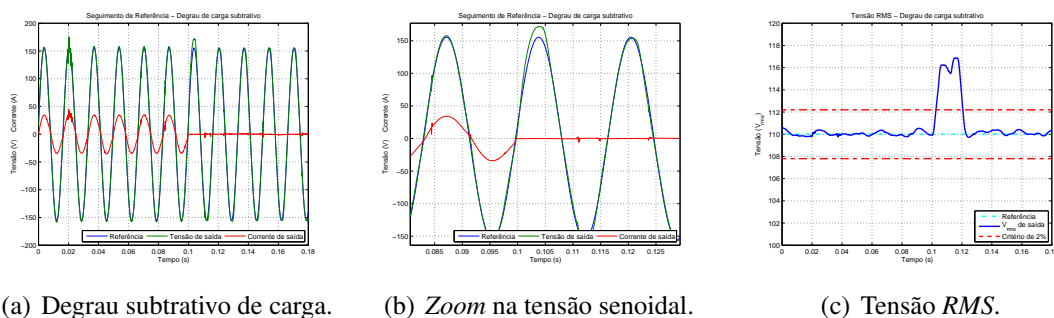


Figura 54: Subtração de carga nominal linear no sistema, utilizando controlador (80).

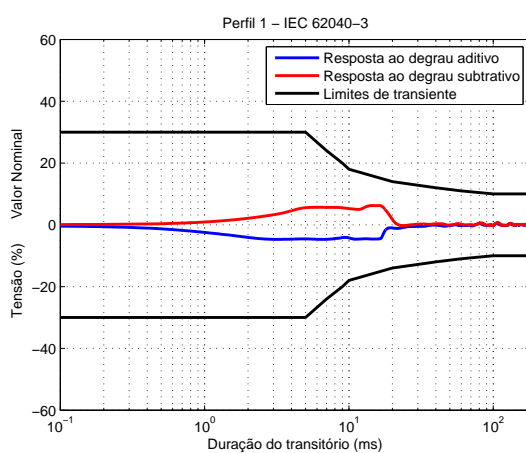
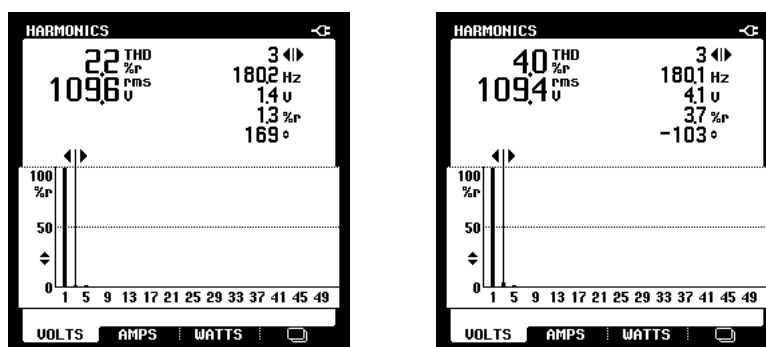


Figura 55: Perfis da norma IEC 62040-3 de regime transitório para adição e subtração de carga, utilizando controlador (80).



(a) Medida  $THD$  sem carga.

(b) Medida  $THD$  com carga nominal linear.

Figura 56: Medida de  $THD$  para sistema em malha fechada utilizando controlador (80).

Tabela 13: Resumo dos valores de  $THD$  para o quarto conjunto de resultados práticos.

Modo de Uso	$THD$	3 <sup>a</sup> Harmônica
Sem Carga	2,2%	1,3%
Com Carga Linear	4,0%	3,7%

### 5.4.3 Resultado 5: aplicando carga não-linear

Como dito na descrição dos experimentos não é possível analisar o transitório de carga não-linear quando se tem o degraú de carga máximo, pois este tipo de carga produz picos de corrente com amplitudes elevadas. Assim, utilizando o controlador apresentado no tópico 5.4.2, foram obtidos os resultados a seguir.

Para o sistema simulado a medida  $THD$  foi de 21,82%. E o sistema tem seu comportamento dinâmico descrito pelas Figuras 57(a)-57(b), nas quais é possível notar um erro de regime.

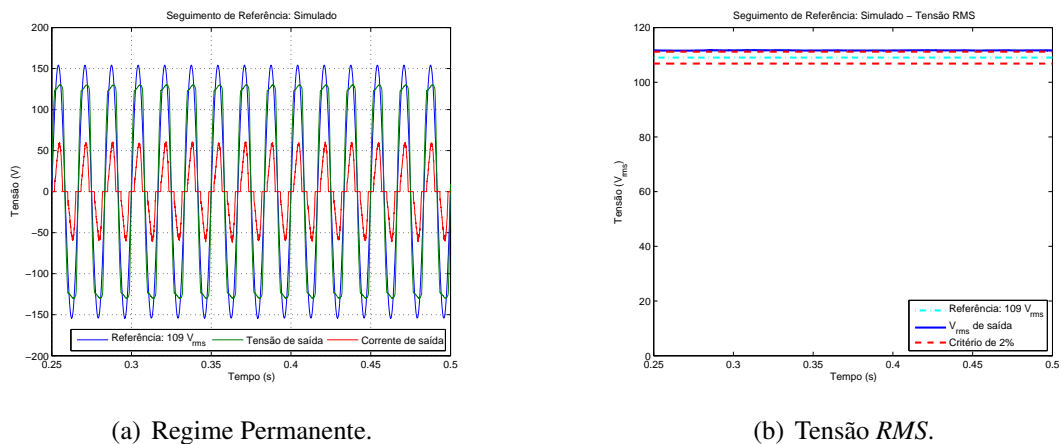


Figura 57: Regime permanente com carga não-linear nominal, utilizando controlador (80) e simulador.

Ao utilizar o sistema físico sob influência de carga não-linear obteve-se uma  $THD$  de 17%, mostrado na Figura 58(c). Este resultado já era esperado, já que a estrutura do controlador possui somente um modo ressonante, o que não rejeita os harmônicos que este tipo de carga impõe sobre o sistema, além do fato do compensador ressonante ter sido determinado a partir do uso de dados de saída em malha aberta obtidos com o uso de carga linear.

Outro fato observado na Figura 58(a) e na Figura 58(b) é que, como na simulação, também há um erro de regime permanente em torno de  $1,5 V_{rms}$ .

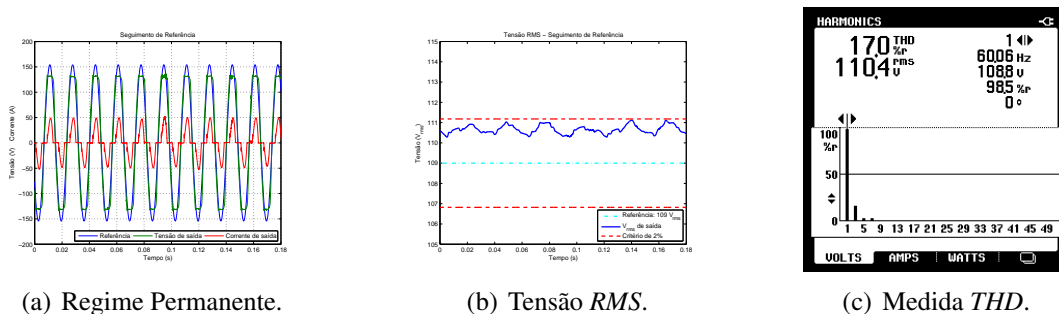


Figura 58: Regime permanente com carga não-linear nominal, utilizando controlador (80).

## 5.5 Observações Finais

Ao final do capítulo é possível notar que ocorrem melhorias nos resultados ao aperfeiçoar algum dos parâmetros de entrada do método de sintonia do controlador ressonante. No caso, aumentando a quantidade de frequências que compõe os dados de entrada e saída houve um aprimoramento ao comparar resultados envolvendo o mesmo modelo de referência usado no *VRFT*. Se levar em conta a modificação do modelo de referência, também houveram evoluções no comportamento dinâmico do sistema.

Na Tabela 14 é visto um resumo dos ganhos obtidos para o modo ressonante da estrutura do controlador. Além disso, é apresentado o custo de cada controlador, onde apenas o primeiro controlador possui custo mais elevado perante os outros três.

Tabela 14: Parâmetros do controlador ressonante determinados pelo método *VRFT* e respectivo custo  $J^{MR}$ .

Ganho	Controlador 1	Controlador 2	Controlador 3	Controlador 4
$K_2$	0,8340	1,4682	1,0073	2.3985
$K_1$	-1.573	-2,8225	-1,8780	-4.6572
$K_0$	0.7401	1,3549	0,8710	2.2601
	$J^{MR} = 0,00257$	$J^{MR} = 0,0014$	$J^{MR} = 0,00191$	$J^{MR} = 0,0011$

Ao verificar o comportamento da simulação, foi visto que não houveram grandes variações dinâmicas ao alterar os parâmetros do modo ressonante. Já a Tabela 15 apresenta uma síntese dos resultados dinâmicos obtidos com cada variação do controlador ressonante para a aplicação prática. Ao observar os dados mostrados, percebe-se que a modificação do modelo de referência traz grande benefício na diminuição do *overshoot*, porém não há uma melhora significativa nos transitórios de carga. Ao alterar o modelo de referência também há uma melhora no valor de *THD* obtido com o sistema funcionando a vazio, mas é a partir da variação do uso dos dados de funcionamento do sistema que há uma diminuição da *THD* medida com carga linear máxima.

Tabela 15: Comportamento dinâmico da saída do sistema real para cada estrutura de controlador implementado.

Entrada para excitar sistema	$u_1(t)$	$u_2(t)$	$u_1(t)$	$u_2(t)$
	Controlador 1	Controlador 2	Controlador 3	Controlador 4
<i>Overshoot</i>	6,1818%	4,5454%	1,8181%	0,8181%
<i>THD</i> sem carga	4,5%	2,7%	3,7%	2,2%
<i>THD</i> com carga linear	4,8%	4,2%	4,7%	4,0%
Transitório de adição de carga linear	18,67 ms	22,04 ms	17,55 ms	17,7 ms
Transitório de subtração de carga linear	19,75 ms	19,84 ms	24,5 ms	19,85 ms
Modelo de Referência usado	$T_{d1}$		$T_{d2}$	

## 6 CONCLUSÃO

O trabalho teve a intenção de introduzir uma metodologia nova baseada em dados para sintonia de controladores ressonantes, a qual foi aplicada em uma *UPS*. Foram descritas quatro realizações para o controlador, com o intuito de observar quais variações ocorriam na saída do sistema ao modificar os parâmetros do método de sintonia do controlador em cada realização do controlador ressonante, ressaltando o desempenho da saída quanto ao transitório inicial, ao transitório de carga linear e à rejeição aos distúrbios gerados por esta carga.

A metodologia utilizada foi validada a partir do uso de uma plataforma de co-simulação utilizando os softwares *Simulink* e *PSIM*, facilitando a compreensão de funcionamento do sistema e também do controlador. Este fator foi importante para que a estrutura de controle fosse implementada na plataforma real de maneira segura. Com relação ao desenvolvimento dos testes práticos foi usada uma plataforma em tempo real da *dSPACE* que possui uma interface com o software *Simulink*, tornando rápida a implantação do controlador discreto no sistema em malha fechada. Tanto os testes simulados quanto os práticos foram caracterizados pelas recomendações descritas pelas normas internacionais para avaliar o comportamento dinâmico de regime permanente e também de regime transitório.

O método de sintonia *VRFT* mostrado no decorrer da dissertação utiliza os dados de funcionamento da planta e dependendo do sistema não é preciso parar o funcionamento do mesmo para aquisição dos dados, sendo um benefício do algoritmo. Outro benefício deste método perante outros encontrados na literatura é que este não atinge mínimos locais.

Os resultados formalizados apresentaram desempenho satisfatório para o seguimento de referência senoidal. Ao comparar as quatro realizações da estrutura do controlador descritas foi possível mostrar que a partir da variação nos dados dos vetores de regressão e da variável instrumental, bem como no modelo de referência utilizado, pode ser obtido um controlador ressonante que apresenta um sensível aprimoramento na dinâmica de saída do sistema. Confrontando os resultados simulados e práticos de cada realização foi visto que alguns resultados foram semelhantes entre si, como no terceiro resultado e no quinto, onde o erro de regime e a *THD* apresentaram valores parecidos. Já os resultados de tempo de recuperação analisados pela norma IEC 62040-3 foram um pouco divergentes, pois há diferença no cálculo do valor de *RMS* fornecido pelo software *PSIM* e o elaborado para a análise de resultado prático.

A partir do fato que todas as dinâmicas de saída do sistema real seguem as recomendações das normas internacionais, a escolha da melhor estrutura do controlador fica a critério da *THD*, pois é a característica mais importante procurada pelo consumidor deste tipo de equipamento. A utilização do controlador descrito pelo quarto resultado, é apropriada a partir do critério estabelecido.

Com relação ao sistema *UPS* em uso é extremamente conveniente que, posteriormente, se faça uso de cargas programáveis, pois até o momento os casos que podem ser tratados são o da saída do sistema sem carga ou sob efeito de carga máxima. Além disso, durante a realização do trabalho foi observado a necessidade de determinar uma estrutura para o controlador que compreenda mais modos ressonantes, para que estes rejeitem as componentes harmônicas que provocam distúrbios na saída do sistema introduzidas pela corrente não-linear proveniente do uso de cargas que possuem retificadores com capacitores em sua estrutura. Em (PEREIRA et al., 2013) é apresentada uma estrutura que pode ser utilizada, a qual tem cinco modos ressonantes, sendo o modo da harmônica fundamental para seguimento de referência e os outros quatro modos para rejeição daquelas harmônicas, compreendendo a 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 9<sup>a</sup> harmônicas. Para a determinação dos parâmetros destes modos ressonantes para rejeição de harmônicas pode ser necessário definir outros modelos de referência para utilizar no método *VRFT*. Outrossim, é o aperfeiçoamento no ajuste do ganho da realimentação de corrente, já que da maneira que foi exposto, é estabelecido apenas para a carga linear máxima que o sistema suporta, ao passo que em uma situação real a carga da saída varia dentro de uma faixa. Além do mais, poderia ser analisado o uso de outros tipos de dados de funcionamento do sistema para alimentar o algoritmo do *VRFT*, e não somente a soma de senoides, e verificar tanto a viabilidade como a melhoria que isto acarretaria na sintonia dos parâmetros do controlador, já que foi usado a soma de senoides devido a natureza oscilatória de funcionamento do sistema *UPS*. Por fim, pode-se estender os estudos para outras classes de controladores que possam ser aplicados no sistema, como controladores repetitivos, por exemplo.





## REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas**: técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais. 3. ed. Belo Horizonte: UFMG, 2007.
- ANDERSON, B. D. O.; MOORE, J. B. **Linear Optimal Control**. 1. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1971.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 15014: conversor a semicondutor: sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak): terminologia. Rio de Janeiro, 2003.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. **Data-Driven Controller Design**: the  $h_2$  approach. 1. ed. Porto Alegre: Springer, 2011.
- BAZANELLA, A. S.; GEVERS, M.; MISKOVIĆ, L.; ANDERSON, B. D. O. Iterative minimization of  $H_2$  control performance criteria. **Automatica**, New York, v.44, p.2549–2559, 2008.
- CAMPI, M. C.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. M. Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT): a new direct approach to the design of feedback controllers. In: CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, 2000, Sydney. **Proceedings...** [S.l.]: IEEE, 2000. v.1, p.623–629.
- CAMPI, M. C.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. M. Virtual Reference Feedback Tuning: a direct method for the design of feedback controllers. **Automatica**, New York, v.38, p.1337–1346, 2002.
- CARVALHO, F. M. de. **Método Alternativo para Sintonia de Múltiplos Controladores Ressonantes Aplicados em Sistemas Ininterruptos de Energia (NOBREAK)**. 2013. 117p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2013.
- CHEN, C.-T. **Linear System Theory And Design**. 3. ed. New York: Oxford, 2009.
- ECKHARD, D. **Projeto de Controladores Baseado em Dados**: convergência dos métodos iterativos. 2008. 94p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2008.
- FINN, S. D. A High Performance Inverter Technology, Architecture and Applications. In: POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1993, San Diego. **Proceedings...** [S.l.]: IEEE, 1993. p.556–560.

FRANCIS, B. A.; WONNHAM, W. M. The Internal Model Principle of Control Theory. **Automatica**, New York, v.12, p.457–465, 1976.

HJALMARSSON, H.; GEVERS, M.; GUNNARSSON, S.; LEQUIN, O. Iterative Feedback Tuning: theory and applications. **IEEE Control Systems Magazine**, [S.l.], v.18, p.26–41, August 1998.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 62040-3: uninterruptible power systems (ups) - part 3: method of specifying the performance and test requirements. Geneva, 1999.

JUNG, S.-L.; HUANG, H.-S.; CHANG, M.-Y.; TZOU, Y.-Y. DSP-Based Multiple-Loop Control Strategy for Single-Phase Inverters Used in AC Power Sources. In: ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 28., 1997, Saint Louis. **Proceedings...** [S.l.]: IEEE, 1997. v.1, p.706–712.

KAMMER, L.; BITMEAD, R.; BARTELETT, P. Direct iterative tuning spectral analysis. **Automatica**, New York, v.36, p.1301–1307, 2000.

KARIMI, A.; MISKOVIĆ, L.; GUNNARSSON, S.; BONVIN, D. Iterative correletion-based controller tuning. **International Journal of Adaptative Control and Signal Processing**, New York, v.18, p.645–664, 2004.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter system with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.21, p.836–841, 2006.

LJUNG, L. **System Identification: theory for the user**. 2. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1999.

MATAVELLI, P. An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.52, p.206–212, 2005.

MONAFARED, 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**, New York, v.61, p.258–269, 2014.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.

PEREIRA, L. F. A.; BONAN, G.; VIEIRA, J. F.; COUTINHO, D. F.; SILVA JUNIOR, J. M. da. Repetitive Controller Design for Uninterruptible Power Supplies: an lmi approach. In: ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2011, Melbourne. **Proceedings...** [S.l.]: IEEE, 2011. p.704–709.

PEREIRA, L. F. A.; BONAN, G.; VIEIRA, J. F.; COUTINHO, D. F.; SILVA JUNIOR, J. M. da. Multiple Resonant Controllers for Uninterruptible Power Supplies - A Systematic Robust Control Design Approach. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, New York, v.61, p.1528–1538, 2013.

PINTO, D. A.; SEPÚLVEDA, M. J. Design of a High-Performance Single-Phase Offline UPS with Reduced Switching Time. In: ANNUAL SEMINAR ON AUTOMATION, INDUSTRIAL ELECTRONICS AND INSTRUMENTATION, 2012, Guimarães. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 2012. v.1, p.89–94.

RECH, C.; PINHEIRO, J. Analysis and Design of a Predictive PID Controller for PWM Inverters with Nonlinear Cyclic Loads. In: **INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE**, 2000, Rome. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 2000. v.1, p.1–6.

RYAN, M. J.; BRUMSICKLE, W. E.; LORENZ, R. D. Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters. **IEEE Transactions On Industry Applications**, New York, v.33, p.493–501, 1997.

SAINZ, L.; MESAS, J. J.; FERRER, A. Characterization of nonlinear load behavior. **Electric Power Systems Research**, Philadelphia, v.78, p.1773–1783, 2008.

SALTON, A. T.; FLORES, J. V.; PEREIRA, L. F. A.; COUTINHO, D. F. A Resonant-Repetitive Control Scheme Applied to Uninterruptible Power Supplies (UPS). **Journal of Control Automation and Electrical Systems**, New York, v.24, p.253–262, 2013.

THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE Std 944: ieee recommended practice for the application and testing of uninterruptible power supplies for power generating stations. New York, 1986.

THOMAZ, G. **Projeto de Leis de Controle Robusto do Tipo PSC via Realimentação de Estados Aplicada a um Sistema UPS**. 2009. 86p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2009.

WILMANN, G.; COUTINHO, D. F.; PEREIRA, L. F. A.; LÍBANO, F. B. Multiple-Loop H-Infinity Control Design for Uninterruptible Power Supplies. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, New York, v.54, p.1591–1602, 2007.

ZHOU, K.; WANG, D.; LOW, K. Periodic error elimination in CVCF PWM DC/AC converter systems: repetitive control approach. **IET Control Theory & Applications**, New York, v.147, p.694–700, 2000.

# ANEXO A ARTIGO ACEITO PARA APRESENTAÇÃO NO CBA 2014

Artigo aceito para publicação no XX Congresso Brasileiro de Automática, a ser realizado na cidade de Belo Horizonte/MG, no período de 20 a 24 de setembro.

## MÉTODO DE SINTONIA DE CONTROLADORES RESSONANTES BASEADO EM DADOS APLICADO A FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

ALESSANDRO N. SCHILDT\*, LUÍS FERNANDO A. PEREIRA\*, ALEXANDRE S. BAZANELLA\*

\*UFRGS - Departamento de Engenharia Elétrica  
Av. Osvaldo Aranha, 103, Centro, 90035-190  
Porto Alegre (RS), Brasil

Emails: alessandro.schildt@ufrgs.br, lfpereira@ece.ufrgs.br, bazanella@ece.ufrgs.br

**Abstract**— This article discusses a methodology for tuning of resonant controllers, to will be applied to an Uninterruptible Power Supply (UPS). The Virtual Reference Feedback Tunning (VRFT) method is used to identify the optimal controller's parameters. This method is based on the system's input and output data, and not does require a model of the plant. Results from simulations will be presented for the study case of an UPS system with linear load applying a controller synthesized based on the methodology discussed.

**Keywords**— Uninterruptible Power Supply (UPS), Virtual Reference Feedback Tunning (VRFT), Resonant Controllers

**Resumo**— Este artigo analisa uma metodologia para sintonia de controladores ressonantes, para ser aplicada a uma Fonte Ininterrupta de Energia (UPS). O método *Virtual Reference Feedback Tunning (VRFT)* é usado para identificar os parâmetros do controlador ótimo. Este método se baseia em dados de entrada e saída do sistema, e não necessita de um modelo da planta. Serão apresentados resultados de simulações obtidos da aplicação de um controlador sintetizado com base na metodologia mostrada para um estudo de caso de um sistema UPS com carga linear.

**Palavras-chave**— Fontes Ininterruptas de Energia, Virtual Reference Feedback Tunning (VRFT), Controladores Ressonantes

### 1 Introdução

Fontes Ininterruptas de Energia, ou *Uninterruptible Power Supply (UPS)*, são utilizadas para ocasiões nas quais ocorrem falhas de fornecimento de energia elétrica. Portanto, este é um equipamento que tem por necessidade seguir a referência da rede elétrica convencional das concessionárias de energia elétrica. Foram desenvolvidos controladores dinâmicos para esta aplicação, dos quais podem ser destacados o uso de controladores PID (Wilmann et al., 2007) e (Rech and Pinheiro, 2000), Ressonante (Pereira et al., 2013), Repetitivo (Pereira et al., 2011) e Ressonante-Repetitivo (Salton et al., 2012).

O projeto de controladores dinâmicos traz a ideia da obtenção de um modelo matemático para o controlador a partir da existência de um processo ou equipamento, no qual se deseja alcançar determinado comportamento desejado (Bazanella et al., 2011). Este comportamento desejado é dado por critérios de desempenho como: seguimento de referência, rejeição a distúrbios, menor esforço de controle, entre outros. Neste artigo será aplicado como critério o seguimento de referência senoidal com amplitude e frequência iguais aquelas providas pelas redes elétricas de baixa tensão.

Para mensurar o desempenho do critério pretendido é plausível determinar uma função custo, de maneira que esta possa ser minimizada. A forma habitual de escrever a função custo é aquela na qual há a diferença do erro quadrático entre a saída determinada em malha fechada e a saída de-

sejada. Esta ideia pressupõe o conceito de controle baseado em modelo de referência.

O seguimento de referência senoidal pode ser garantido pelo princípio do modelo interno, o qual é descrito por (Francis and Wonham, 1976) e (Chen, 2009) como sendo a introdução, na malha de controle, do modelo matemático da referência que deseja-se seguir. Para o seguimento de referência senoidal, uma das opções encontradas é o controlador ressonante, baseado no princípio supracitado.

Atualmente, para o estudo de projeto de controladores dessa natureza se dá ênfase à técnicas baseadas em Desigualdades Matriciais Lineares, ou *Linear Matrix Inequalities (LMI)*. Estas, por sua vez, possuem alto grau de complexidade de entendimento, mesmo tendo garantia de robustez na determinação dos parâmetros do controlador. A partir disso, a ideia é diminuir a complexidade do problema que o uso de *LMI's* acarreta, através da substituição do uso destas pela técnica *Virtual Reference Feedback Tunning (VRFT)*. A técnica é baseada em dados de entrada e saída da planta para identificar os parâmetros do controlador. Além disso, do ponto de vista industrial, a adoção de controladores ressonantes poderá se tornar mais rápida, já que com o uso do *VRFT* o projetista do equipamento dependerá apenas da captura dos dados de funcionamento da planta para desenvolver o controlador.

Este artigo está organizado da seguinte forma: na segunda seção há um relato do funcionamento da planta utilizada no trabalho; na terceira seção

## ANEXO B DIAGRAMA ELÉTRICO DO INVERSOR MONOFÁSICO

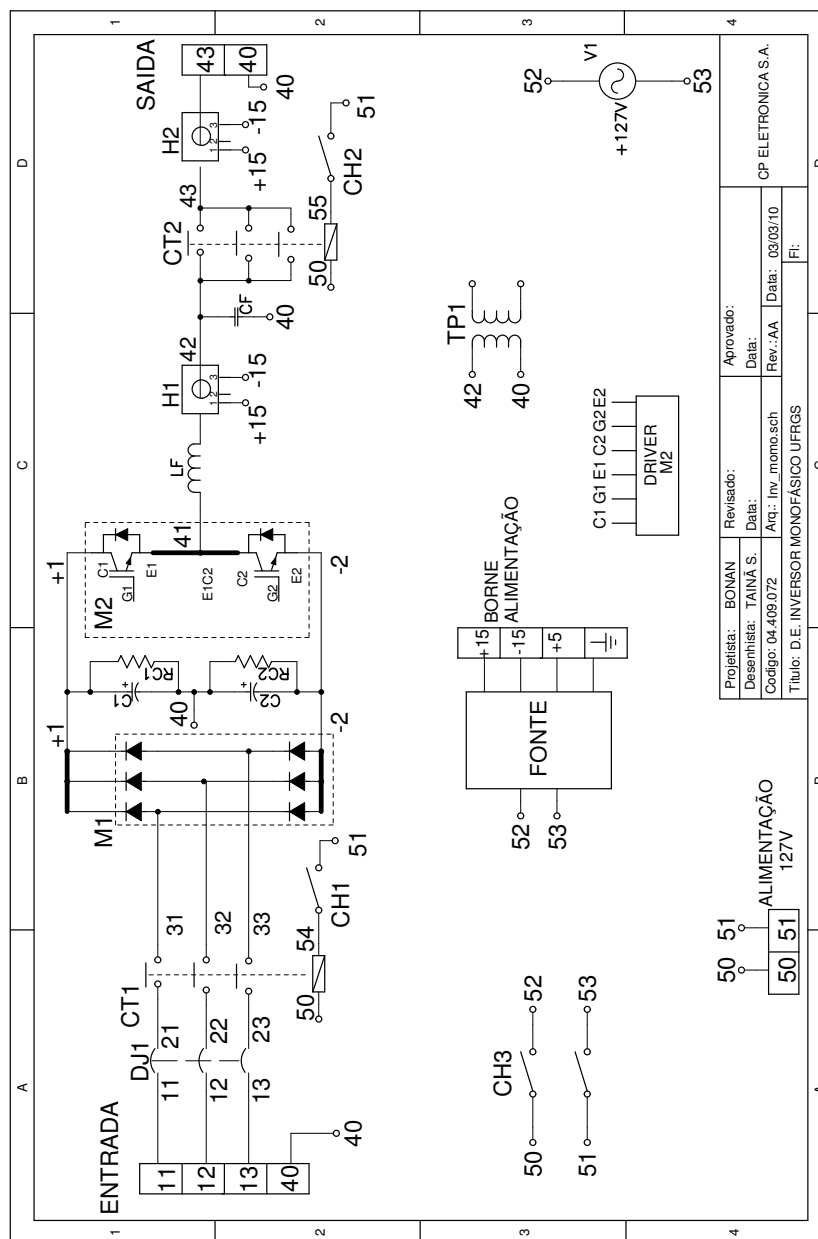


Figura 59: Diagrama elétrico para inversor monofásico de 5 kVA.

SIGA / CP200V/P10		RELACAO SUMARIZADA DAS ESTRUTURAS.		Folha: 1	
Hora: 09:19:06 - Empresa: CP ELETRONICA / Filial: MATRIZ				DT Ref: 16/01/12	
				Emissao: 18/01/12	
Codigo Componente	Descricao	Fabricante	Referencia	Quant. na Est.	Observacao
Produto: 09900901 - PROTOTIPO INVERSOR UFRGS R:AA - PA					
0023274	R:FIO AXIAL 27K/10W/5%	PHILIPS	AC10	4,00	R:1 E R:2
0011703	C:GIGA 3300MF/350V - B43876	ERCOS	B43876M3300	4,00	CL,C2
0012311	C:POLIP-MET. 5A / 630V B3256-86505-K570	ERCOS	IDEM AO NOME	1,00	
0014219	C:CANAL.FP. 60HF/250V B32360A2406 - UPS	ERCOS	B32360A266/052	5,00	CF
0226086	MODULO IGBT SRM 400GB12SD	SEMIRON	IDEM AO NOME	2,00	M2
0226094	MODULO IGBT SRM400GB12SD - 600V	SEMIRON		1,00	M1
0226095	MODULO IGBT SRM400GB12SD - 700V	SEMIRON		1,00	
0331010	TERMINAL SR8770/60 / BES-FC (60A / 600V) SITA / building		IDEM AO NOME	3,00	TK1 (2PC), DM2
0380018	DISS. SP 025/260 - furacao e barras R:AD	TCT BRAGIL	PLU02 14136-10A	1,00	
0580000	VENTILADOR TCT 120R C/ ROSCA M5	MAR-CIRIUS	TCT 120R	1,00	V1
0600007	CHAVE REVERSORA 14201-ALBIP1Q	MAR-CIRIUS	14201-ALBIP1Q	2,00	CH1,CH2
0604018	TECLA ITR0150A00601-saet19 I/O branca	EMICOL	ITR0150A060601	1,00	CH3
0661301	COMUTADOR CM8 18.10-1107 (22A)	WEG	CM818107	2,00	CH1,CH2
0661302	COMUTADOR CM8 18.10-1107 (22A)	WEG	CM818107	2,00	CH1,CH2
0700038	ABRACADUEIRA 50mm	ERCOS	B44031A500A	5,00	CF
0700040	ABRACADUEIRA 75mm	ERCOS	B44031A750A	4,00	CL,C2
0900001	TERMOSTATO BIM T04.1.1.2.2.080.10.5 R:DA	EMICOL	330023/060	1,00	V1
0113043	SIFORTE DO VENTILADOR GOLD		RA17035	1,00	
0160055	EM DO GABINETE CP 863-E R:AA			2,00	LF
0226000	INDUTOR 0,5mH/50A R:CE BIL/END		FICHA	1,00	TP1
0230051	FT:TESL 127/8V-11 ABR6C./TERMINAL R:AA		FICHA	1,00	TP2
0330000	PLACA DE C/PLACA 2000 SEM		PLACA	1,00	PLACA
0430109	FRONTE CHAVEADA (415,-15,-15) 43,5W	WERN WELLL	FR-45C	1,00	FRONTE
0449072	D.E. INVERSOR MONOFASICO UFRGS R:AA		67227400	1,00	DM2
0880003	PLACA DRIVER SRH1 22A R. (08625200)	SEMIRON		2,00	

Figura 60: Lista de componentes para o diagrama elétrico do inversor monofásico de 5 kVA.

## ANEXO C DIAGRAMA ELÉTRICO DA CARGA UTILIZADA

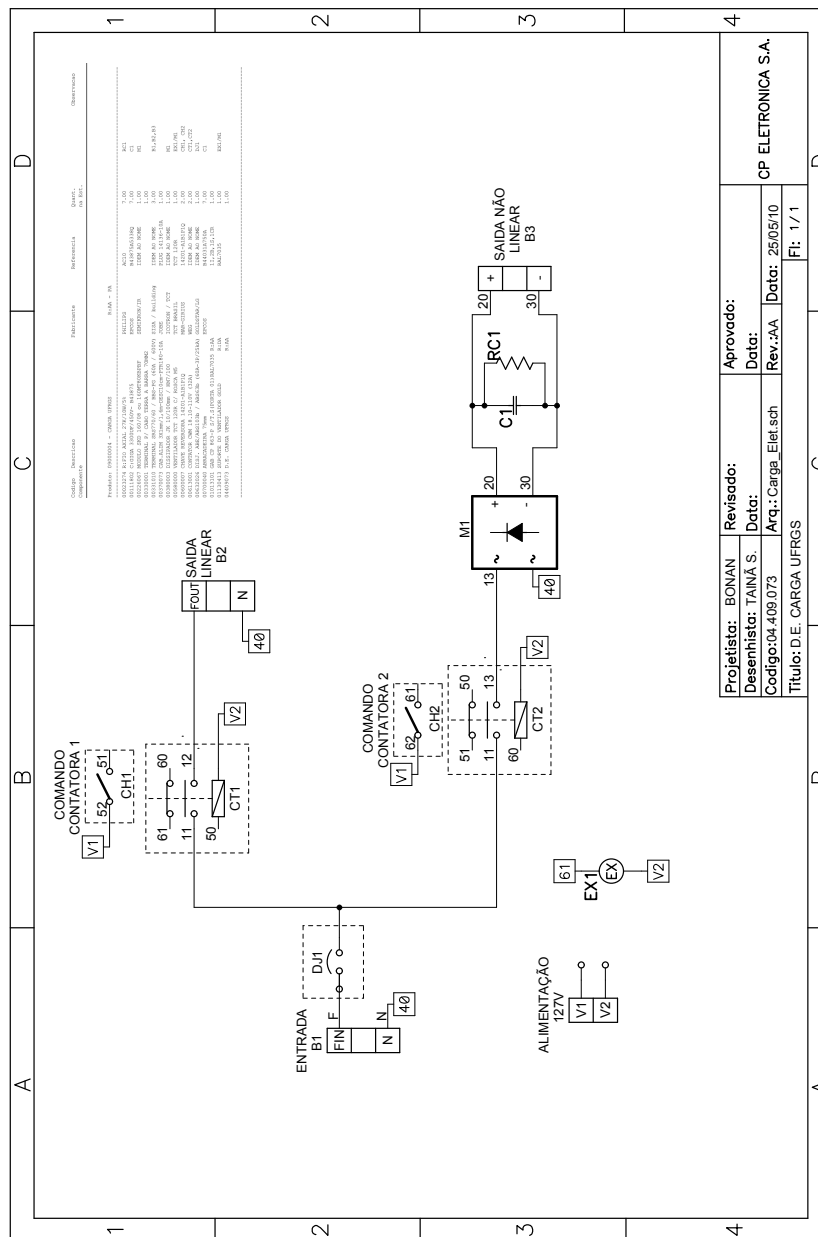


Figura 61: Diagrama elétrico para carga linear e carga não-linear utilizadas nos experimentos práticos.