

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

RODRIGO BERTOLDI

**CONTROLADOR
MÚLTIPLO-RESSONANTE DE GANHO
FINITO APLICADO A FONTES
ININTERRUPTAS DE ENERGIA**

Porto Alegre
2019

RODRIGO BERTOLDI

**CONTROLADOR
MÚLTIPLO-RESSONANTE DE GANHO
FINITO 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. Jeferson Vieira Flores

Porto Alegre
2019

RODRIGO BERTOLDI

**CONTROLADOR
MÚLTIPLO-RESSONANTE DE GANHO
FINITO 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, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Cassiano Rech, UFSM

Doutor pela Universidade Federal de Santa Maria – Santa Maria, Brasil

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano, UFRGS

Doutor pela Universidad Politécnica de Madrid – Madrid, Espanha

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr., UFRGS

Doutor pela Université Paul Sabatier de Toulouse – Toulouse, França

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre, fevereiro de 2019.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à Deus, que permitiu que tudo pudesse ser realizado.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Waldemar Bertoldi e Janete Therezinha Bertoldi por todo amor e dedicação à mim prestados, assim como aos meus irmãos, Douglas Bertoldi e Séfora Bertoldi, pelo apoio e companheirismo.

À minha esposa, Magali Radaelli, pelo apoio incondicional e por estar ao meu lado em todos os momentos da minha vida.

Aos professores Luís Fernando Alves Pereira e Jeferson Vieira Flores pela orientação, ajuda, disponibilidade e conhecimentos transmitidos.

Aos colegas de curso e amigos com quem convivi ao longo dessa jornada, em especial, aos colegas e amigos Charles Lorenzini e Guilherme Keiel, alunos de doutorado do PPGEE-UFRGS, pela amizade e auxílio durante o curso.

*UNLESS someone like you cares a whole awful lot,
nothing is going to get better. It's not.*
Dr. Seuss, *The Lorax*

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito aplicados a fontes ininterruptas de energia (*Uninterruptible Power Supplies - UPSs*). Primeiramente, as normas que parametrizam esses sistemas e o dimensionamento das cargas de referência utilizadas nos ensaios são analisados. Em especial, será estudado o sinal de corrente característico da carga não-linear de referência, composta por um circuito retificador e um filtro capacitivo, quando alimentada por uma tensão senoidal livre de distúrbios. A expressão analítica da corrente drenada por essas cargas é calculada a fim de determinar a distorção harmônica individual de cada componente harmônica de corrente, através da série exponencial de Fourier. Então, é possível determinar o limite mínimo de atenuação das harmônicas de corrente com base na norma *IEC 62040-3* para uma classe de *UPSs* de diferentes potências. Esse limite possui relação com o valor dos coeficientes de amortecimento presentes na formulação dos controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito. Após definição desses parâmetros, a sintonia do controlador é realizada com base numa abordagem por alocação de polos para projetar os ganhos de realimentação usando a equação diofantina. Um conjunto de equações são derivadas comparando o polinômio característico e o polinômio característico desejado do sistema em malha fechada, permitindo projetar diretamente os controladores de forma simples e sistemática. Os coeficientes do primeiro são dependentes dos parâmetros do inversor a ser controlado, dos coeficientes de amortecimento e dos ganhos de realimentação de uma determinada *UPS*. Os coeficientes do segundo são determinados *a priori* através de restrições na forma de Desigualdades Matriciais Lineares (*Linear Matrix Inequalities - LMIs*) para uma *UPS* de referência. Os limites estabelecidos e a estratégia de sintonia proposta foram validados por meio de resultados de simulação e experimentais em *UPSs* de 0,8 kVA e 3,5 kVA.

Palavras-chave: Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito, fontes ininterruptas de energia, cargas não-lineares, atenuação de harmônicos, desigualdades matriciais lineares, controle robusto.

ABSTRACT

This work presents a study about finite-gain multiple-resonant controller applied to Uninterruptible Power Supplies (UPSs). The objective is derive an analytical model of the current signal characteristic of a nonlinear reference load and calculate the harmonic components through the Exponential Fourier Series. Then, this model is used to determine the closed-loop attenuation limit of each harmonic based on the limits imposed by the IEC 60240-3 standard. These limits are used to define the damping coefficient values for each resonant controller modes. Controller tuning is performed based on a pole placement approach to design the feedback gains using the Diophantine equation. A set of equations are derived by comparing the characteristic polynomial and the desired characteristic polynomial of the closed-loop system, allowing the controller to be designed in a simple and systematic way. The coefficients of the first polynomial are dependent on inverter parameters to be controlled, damping coefficients and feedback gains of a specific UPS. The coefficients of the second polynomial are determined a priori by solving an optimization problem under Linear Matrix Inequalities (LMIs) constraints for a reference UPS. The limits established and the proposed tuning strategy are validated through simulation and experimental results obtained with a UPS of 0,8 kVA and 3,5 kVA.

Keywords: Finite-gain multiple-resonant controller, Uninterruptible Power Supplies, nonlinear loads, harmonics attenuation, linear matrix inequality, robust control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1:	Topologia de uma <i>UPS Online</i> de dupla conversão.	22
Figura 2:	Perfil do desvio percentual da tensão de saída para cargas críticas sensíveis.	24
Figura 3:	Carga não-linear de referência.	25
Figura 4:	Representação esquemática de uma <i>UPS</i> com carga.	26
Figura 5:	Sistema em malha fechada sujeito a um distúrbio.	28
Figura 6:	Magnitude da resposta em frequência da função de transferência (17) com $\omega_r = 2\pi 60$ rad/s.	29
Figura 7:	Magnitude da resposta em frequência da função de transferência (19).	29
Figura 8:	Diagrama em blocos do sistema em malha fechada.	32
Figura 9:	Região de \mathcal{D} -Estabilidade.	33
Figura 10:	Carga não-linear de referência.	40
Figura 11:	Tensões e correntes simuladas para uma carga não-linear de referência.	40
Figura 12:	Tensão e corrente calculadas para uma carga não-linear de referência.	44
Figura 13:	Comparação entre a corrente simulada e teórica.	45
Figura 14:	Corrente de entrada com $m = 15$	48
Figura 15:	Espectro de amplitude unilateral da corrente de entrada com $m = 15$	48
Figura 16:	Relação entre a corrente de distúrbio com a tensão de saída.	49
Figura 17:	Corrente e Tensão para uma carga não-linear de referência.	51
Figura 18:	Espectro de amplitude da corrente de entrada (A) com $m = 15$	52
Figura 19:	Espectro de amplitude da corrente de entrada (%) com $m = 15$	52
Figura 20:	Distorção harmônica nominal para diferentes potências.	53
Figura 21:	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada implementado no Simulink.	55
Figura 22:	<i>UPS</i> de referência de 3,5 kVA.	56
Figura 23:	Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_m	60
Figura 24:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para um modo ressonante.	61
Figura 25:	Resultados de simulação e experimentais para um modo ressonante.	62
Figura 26:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.	62
Figura 27:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para dois modos ressonantes quando $\xi_3 = 0,007$	63
Figura 28:	Resultados de simulação e experimentais para dois modos ressonantes quando $\xi_3 = 0,007$	63

Figura 29:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes quando $\xi_3 = 0,007$	64
Figura 30:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para três modos ressonantes.	65
Figura 31:	Resultados de simulação e experimentais para três modos ressonantes.	65
Figura 32:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.	65
Figura 33:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para quatro modos ressonantes.	66
Figura 34:	Resultados de simulação e experimentais para quatro modos ressonantes.	67
Figura 35:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.	67
Figura 36:	Fluxograma para determinação dos ganhos de realimentação.	70
Figura 37:	Resultados de simulação para um modo ressonante.	74
Figura 38:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.	75
Figura 39:	Resultados de simulação para dois modos ressonantes.	76
Figura 40:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes.	76
Figura 41:	Resultados de simulação para três modos ressonantes.	77
Figura 42:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.	77
Figura 43:	Resultados de simulação para quatro modos ressonantes.	78
Figura 44:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.	79
Figura 45:	Resultados de simulação para um modo ressonante.	80
Figura 46:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.	81
Figura 47:	Resultados de simulação para dois modos ressonantes.	82
Figura 48:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes.	82
Figura 49:	Resultados de simulação para três modos ressonantes.	83
Figura 50:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.	83
Figura 51:	Resultados de simulação para quatro modos ressonantes.	84
Figura 52:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.	84
Figura 53:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para um modo ressonante.	86
Figura 54:	Resultados experimentais para um modo ressonante.	86
Figura 55:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.	87
Figura 56:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para dois modos ressonantes.	88
Figura 57:	Resultados experimentais para dois modos ressonantes.	88
Figura 58:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes.	89
Figura 59:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para três modos ressonantes.	89
Figura 60:	Resultados experimentais para três modos ressonantes.	90

Figura 61:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.	90
Figura 62:	<i>THD</i> da tensão de saída e tensão <i>RMS</i> para quatro modos ressonantes.	91
Figura 63:	Resultados experimentais para quatro modos ressonantes.	91
Figura 64:	Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.	92

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Níveis percentuais de tensão admissíveis por componente harmônica.	23
Tabela 2:	Níveis de tensão e corrente por componente harmônica.	50
Tabela 3:	Limitante superior de $ T_{i_d}(jm\omega) $ para <i>UPS</i> s de diferentes potências. .	53
Tabela 4:	Parâmetros fixos do sistema.	54
Tabela 5:	Parâmetros da <i>UPS</i> de referência de 3,5 kVA.	55
Tabela 6:	Resultados de simulação para dois modos ressonantes.	57
Tabela 7:	Resultados experimentais para dois modos ressonantes.	57
Tabela 8:	Resultados de simulação para três modos ressonantes.	58
Tabela 9:	Resultados experimentais para três modos ressonantes.	58
Tabela 10:	Resultados de simulação para quatro modos ressonantes.	59
Tabela 11:	Resultados experimentais para quatro modos ressonantes.	59
Tabela 12:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para um modo ressonante.	61
Tabela 13:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para dois modos ressonantes.	63
Tabela 14:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para três modos ressonantes.	64
Tabela 15:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para quatro modos ressonantes.	66
Tabela 16:	Parâmetros da <i>UPS</i> de 0,8 kVA.	73
Tabela 17:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para um modo ressonante.	74
Tabela 18:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para dois modos ressonantes.	75
Tabela 19:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para três modos ressonantes.	77
Tabela 20:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para quatro modos ressonantes.	78
Tabela 21:	Parâmetros da <i>UPS</i> de 10 kVA.	79
Tabela 22:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para um modo ressonante.	80
Tabela 23:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para dois modos ressonantes.	81
Tabela 24:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para três modos ressonantes.	82
Tabela 25:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para quatro modos ressonantes.	84
Tabela 26:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para um modo ressonante.	86
Tabela 27:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para dois modos ressonantes.	87
Tabela 28:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para três modos ressonantes.	89
Tabela 29:	Resultados de <i>THD</i> e <i>IHD</i> para quatro modos ressonantes.	91

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANSI	<i>American National Standards Institute</i>
BIBO	<i>Bounded Input-Bounded Output</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IHD	<i>Individual Harmonic Distortion</i>
IHD_i	<i>Individual Harmonic Distortion of Current</i>
IHD_v	<i>Individual Harmonic Distortion of Voltage</i>
LASCAR	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
LMI	<i>Linear Matrix Inequality</i>
MSP	Método de Sintonia Proposto
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PMI	Princípio do Modelo Interno
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VR	<i>Voltage Regulation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

n	Número de modos ressonantes sintonizados
P_c	Polinômio característico
P_d	Polinômio característico desejado
K	Vetor dos ganhos de realimentação
ξ	Coefficiente de amortecimento
V_{RMS}	Tensão eficaz de saída
V_{sc}	Tensão eficaz de saída na condição a vazio
V_l	Tensão eficaz de saída com carga linear de referência
VR_l	Regulação de tensão com carga linear
V_{nl}	Tensão eficaz de saída com carga não-linear de referência
VR_{nl}	Regulação de tensão com carga não-linear
V_1	Tensão eficaz da componente de frequência fundamental
IHD_n	Distorção harmônica individual da n -ésima componente harmônica
V_n	Tensão eficaz da n -ésima componente harmônica
V_{dev}	Desvio percentual transitório da tensão de saída
V_{dis}	Sinal de tensão de saída após a condição transiente
$V_{sc\text{pico}}$	Valor de pico da tensão de saída na condição a vazio
R_l	Resistência linear de referência
S	Potência aparente
$\cos \phi$	Fator de potência
R_s	Resistor série da carga não-linear de referência
R_{nl}	Resistor de saída da carga não-linear de referência
C_{nl}	Capacitor de saída da carga não-linear de referência
U_c	Tensão retificada da carga não-linear de referência
f	Frequência fundamental de saída da <i>UPS</i>
V_{cc}	Tensão do barramento CC

K_{PWM}	Ganho que representa os efeitos do chaveamento
$u(t)$	Sinal de controle
L_f	Indutância do filtro de saída
R_{L_f}	Resistência série do indutor do filtro de saída
C_f	Capacitância do filtro de saída
$Y_0(t)$	Admitância de carga
$i_d(t)$	Fonte de corrente que modela o distúrbio periódico
Y_{min}	Admitância de carga mínima
Y_{max}	Admitância de carga máxima
$x_p(t)$	Vetor de estados
$y_p(t)$	Tensão de saída a ser controlada
$r(t)$	Sinal de referência
$e(t)$	Erro de seguimento da referência
f_s	Frequência de chaveamento do <i>PWM</i>
f_a	Frequência de amostragem
$G_c(s)$	Função de transferência do controlador
$N_c(s)$	Numerador da função de transferência do controlador
$D_c(s)$	Denominador da função de transferência do controlador
$G_p(s)$	Função de transferência da planta
$N_p(s)$	Numerador da função de transferência da planta
$D_p(s)$	Denominador da função de transferência da planta
$G_{i_d}(s)$	Função de transferência do distúrbio
$T_r(s)$	Função de transferência da referência para a saída
$T_{i_d}(s)$	Função de transferência do distúrbio para a saída
$V(x(t))$	Função candidata de Lyapunov
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais
A'	Transposta da matriz A
$\dot{x}(t)$	Derivada temporal da função $x(t)$
\mathbb{R}^n	Espaço euclidiano de ordem n
$A(\geq) > 0$	Matriz (semi) definida positiva
$\mathbb{R}^{n \times n}$	Espaço das matrizes reais de dimensão $n \times n$
\mathcal{A}	Conjunto politopico que define os valores admissíveis das incertezas
δ	Variável de incerteza
s	Variável complexa

$j\omega_r$	Parte imaginária do número complexo s
ω_r	Frequência angular de operação do controlador
$0_{n \times m}$	Matriz de dimensão $n \times m$ com todos os elementos nulos
\mathbb{C}	Conjunto dos números complexos
\mathbb{R}^+	Conjunto dos números reais não-negativos
$\text{Re}(a)$	Parte real do número complexo a
$\text{Im}(a)$	Parte imaginária do número complexo a
v_s	Tensão de alimentação de uma carga não-linear
i_s	Corrente drenada por uma carga não-linear
V_p	Tensão de pico
ω	Frequência angular
T	Período fundamental
$I_{dis,m}$	Valor de pico dos harmônicos de corrente
IHD_{id}	Distorção harmônica nominal

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
2	CONCEITOS FUNDAMENTAIS	21
2.1	SISTEMAS UPS	21
2.1.1	Normas nacionais aplicadas às UPSs	21
2.1.2	Normas internacionais aplicadas às UPSs	22
2.1.3	Considerações sobre as cargas de referência	24
2.1.4	Modelo matemático de uma UPS	26
2.2	CONTROLE DE SISTEMAS UPS	27
2.2.1	Princípio do Modelo Interno	27
2.2.2	Controlador Múltiplo-Ressonante	28
2.2.3	Controlador Múltiplo-Ressonante de ganho finito	29
2.3	SINTONIA BASEADA NA EQUAÇÃO DIOFANTINA	35
2.4	INTEGRAL DE BODE	37
2.5	COMENTÁRIOS FINAIS	37
3	ANÁLISE HARMÔNICA DA CARGA NÃO-LINEAR	39
3.1	CONSIDERAÇÕES SOBRE AS CARGAS NÃO-LINEARES APLICADAS ÀS UPSs	39
3.1.1	Análise do circuito	41
3.1.2	Tempo de carga	41
3.1.3	Tempo de descarga	43
3.1.4	Condições de fronteira	44
3.1.5	Resultados no domínio tempo	44
3.2	ANÁLISE HARMÔNICA DO SINAL DE CORRENTE DA CARGA NÃO-LINEAR	45
3.2.1	Série Exponencial de Fourier	45
3.2.2	Resultados no domínio frequência	47
3.3	NÍVEIS DE TENSÃO E CORRENTE POR COMPONENTE HARMÔNICA	48
3.3.1	UPSs com diferentes potências de saída	50
3.4	VALIDAÇÃO DO MÉTODO	54
3.4.1	Descrição dos Parâmetros	54
3.4.2	Ambiente de Simulação	54
3.4.3	Setup Experimental	55
3.4.4	Dois modos ressonantes	56
3.4.5	Três modos ressonantes	58

3.4.6	Quatro modos ressonantes	59
3.4.7	Análise do sinal de controle	60
3.4.8	Resultados de simulação e experimentais para a <i>UPS</i> de 3,5 kVA	61
3.5	COMENTÁRIOS FINAIS	68
4	MÉTODO DE SINTONIA DO CONTROLADOR MÚLTIPLO-RESSONANTE DE GANHO FINITO	69
4.1	ALOCÇÃO DE POLOS PARA UM MODO RESSONANTE	69
4.2	MÉTODO PARA O CASO MÚLTIPLO-RESSONANTE	71
4.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA DIFERENTES <i>UPS</i>s	73
4.3.1	Resultados de simulação para a <i>UPS</i> de 0,8 kVA	73
4.3.2	Resultados de simulação para a <i>UPS</i> de 10 kVA	79
4.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	85
4.4.1	Resultados experimentais para a <i>UPS</i> de 0,8 kVA	85
4.5	COMENTÁRIOS FINAIS	92
5	CONCLUSÕES	93
	REFERÊNCIAS	95
	APÊNDICE A SIMULAÇÃO COM <i>UPS</i> DE DIFERENTES POTÊNCIAS	99
	APÊNDICE B RESULTADOS NUMÉRICOS COMPLEMENTARES	101
B.1	Dois modos ressonantes	101
B.2	Três modos ressonantes	103
B.3	Quatro modos ressonantes	105
	APÊNDICE C RESULTADOS EXPERIMENTAIS: PARÂMETROS DE DESEMPENHO ESTÁTICO	107
C.1	Um modo ressonante	107
C.2	Dois modos ressonantes	108
C.3	Três modos ressonantes	110
C.4	Quatro modos ressonantes	112
	APÊNDICE D COEFICIENTES DO POLINÔMIO CARACTERÍSTICO DESEJADO	122
D.1	Controlador com um modo ressonante	122
D.2	Controlador com dois modos ressonantes	122
D.3	Controlador com três modos ressonantes	123
D.4	Controlador com quatro modos ressonantes	123

1 INTRODUÇÃO

As fontes ininterruptas de energia, também conhecidas como *UPSs* (*Uninterruptible Power Supplies*) ou *Nobreaks* (ABNT, 2003), são equipamentos fundamentais quando se deseja obter energia elétrica com qualidade e confiabilidade, onde as características como tensão e frequência devem ser controladas. Os equipamentos que necessitam receber energia elétrica com qualidade são usualmente denominados de cargas críticas, e.g. computadores, equipamentos médicos, equipamentos de telecomunicações, servidores e etc. Essas cargas possuem internamente fontes chaveadas que são compostas basicamente por um circuito retificador de onda completa e um filtro capacitivo na sua saída. Essa característica faz com que a corrente drenada da rede elétrica tenha um elevado conteúdo harmônico, resultando num baixo fator de potência (BONAN, 2010).

Devido à natureza crítica das cargas, o desempenho das *UPSs* é regulado por normas nacionais (ABNT, 2005) e internacionais (ANSI/IEEE, 1986; IEC, 2011), impondo condições para o desempenho transitório e em regime permanente do sistema. Durante a resposta transitória a norma exige uma variação pequena na amplitude da tensão de saída e um rápido tempo de recuperação quando uma carga é adicionada ou retirada do sistema. Em regime permanente a tensão de saída de uma *UPS* deve ser um sinal do tipo senoidal com amplitude e frequência constantes. Para ser um sinal considerado senoidal, quando submetido a distúrbios periódicos ocasionados por cargas não-lineares, a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*) e a distorção harmônica individual (*Individual Harmonic Distortion - IHD*) da tensão de saída devem estar dentro dos limites definidos nessas normas.

As *UPSs* são compostas basicamente por três estágios: retificador de tensão na entrada, banco de baterias e um conversor CC/CA (inversor de tensão) na saída. O controle do inversor no estágio de saída das *UPSs* é a forma usada para garantir que a tensão entregue às cargas atenda os padrões e requisitos definidos nas normas. Assim, do ponto de vista de sistemas de controle, o problema a ser tratado é o seguimento de referências senoidais (tensão da rede elétrica) e a rejeição de distúrbios harmônicos de natureza periódica ocasionados pelas cargas não-lineares. Além disso, no projeto do controlador deverão ser considerados critérios de desempenho dinâmico e robustez devido aos distúrbios externos e a natureza incerta/variante no tempo das cargas conectadas no estágio de saída das *UPSs*.

O tipo de controlador mais utilizado (WILLMANN et al., 2007) em *UPSs* comerciais é o Proporcional-Integral-Derivativo (PID). Este controlador é muito utilizado por ter uma estrutura simples e fácil sintonia, sendo um dos métodos mais conhecidos o de Ziegler-Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), apesar deste controlador não ser o mais adequado para seguimento de referências senoidais e/ou rejeição de distúrbios periódicos. Outros controladores usualmente aplicados ao problema das *UPSs* são os controla-

dores ressonantes/múltiplos-ressonantes (PEREIRA et al., 2014) e repetitivos (FLORES et al., 2016), ambos baseados no Princípio do Modelo Interno (PMI). Em linhas gerais, o PMI estabelece que, uma vez assegurada a estabilidade do sistema operando em malha fechada, o seguimento/rejeição é garantido se a função de transferência do controlador possuir ganho infinito na frequência do sinal a ser seguido e/ou rejeitado (FUKUDA; YODA, 2001). Controladores ressonantes sintonizados na frequência fundamental permitem o seguimento de referências puramente senoidais com erro nulo, mas os sinais de distúrbio com componentes harmônicas diferentes da frequência fundamental não são rejeitados. Esse problema é contornado com o emprego de n modos ressonantes sintonizados tanto na frequência fundamental quanto nas frequências harmônicas com maior contribuição para o sinal de distúrbio (PEREIRA et al., 2014), caracterizando-os como controladores múltiplo-ressonantes.

Quanto mais modos de ressonância forem inseridos, maior será a complexidade para projetar o controlador, pois a inserção de cada modo ressonante implica dois parâmetros a mais de projeto. Os resultados apresentados em PEREIRA et al. (2014) mostram que são necessários cinco modos ressonantes, com doze parâmetros a serem calculados, para que a *THD* e as *IHDs* da tensão de saída de um inversor atendam os limites definidos pela norma (IEC, 2011). Logo, o projeto sistemático deste controlador requer o uso de ferramentas de sintonia avançadas, tornando seu uso na indústria pouco disseminado. O método apresentado em CARVALHO (2013) também utiliza múltiplos modos ressonantes, mas realiza a sintonia dos controladores por meio de relações algébricas de aplicação simples e sistemática. Em contra partida, o método se aplica somente para controladores ressonantes de ganho infinito. Fatos que motivam o desenvolvimento de métodos alternativos de sintonia e que considerem o uso de controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito.

A necessidade de usar cinco modos para atender a *THD* e as *IHDs* da tensão de saída (PEREIRA et al., 2014) é devido a um resultado fundamental na teoria de controle referenciado como Fórmula da Integral de Bode, usualmente conhecido como efeito colchão d'água (*Waterbed Effect*). Segue que, a partir da Fórmula da Integral de Bode, a atenuação e/ou rejeição de distúrbios externos na saída de um sistema em uma faixa de frequência, ocasiona a amplificação dos distúrbios em outros locais no espectro de frequência, daí o efeito colchão d'água (ÅSTRÖM; MURRAY, 2008). Outra desvantagem é que o ganho infinito dos controladores nas frequências de interesse pode ocasionar um elevado sinal de controle, resultando em problemas de saturação (KEIEL, 2017) e amplificação de frequências não compensadas. Com o uso do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito, um fator de amortecimento é aplicado nas frequências de interesse (TEODORESCO et al., 2006). Neste caso, o distúrbio não é rejeitado completamente, mas a influência nas frequências maiores é menor, melhorando o desempenho para as harmônicas não compensadas. Um efeito adicional do ganho finito nas harmônicas de interesse é a redução do sinal de controle, minimizando assim a ocorrência de saturação. A sintonia dos controladores ressonantes de ganho finito depende da determinação do valor dos coeficientes de amortecimento. Normalmente, isso é feito de forma empírica, pois não existe uma metodologia sistemática para determinar o seu valor.

Portanto, nesse trabalho será apresentada uma análise da distorção harmônica de tensão causada pela corrente de carga, levando à determinação da atenuação necessária nos harmônicos de corrente para que os requisitos da norma sejam atendidos. Também, será feita a extensão do método de sintonia apresentado em CARVALHO (2013) para atender o caso de controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito. Considerando uma abor-

dagem de alocação de polos, é desenvolvido um conjunto de equações que permitem projetar diretamente os controladores de forma simples e sistemática. Baseado na representação do sistema em malha fechada no espaço de estados, é possível obter o polinômio característico ($P_c(s)$) de uma determinada *UPS* cujos coeficientes são dependentes dos parâmetros do inversor a ser controlado, dos coeficientes de amortecimento e dos ganhos de realimentação. Comparando os coeficientes do $P_c(s)$ com os coeficientes do polinômio desejado ($P_d(s)$) chega-se aos ganhos de realimentação (K) dos controladores para uma classe de *UPSs* de diferentes potências e cargas nominais. Os coeficientes do $P_d(s)$ garantem as especificações de estabilidade e alocação de polos e são determinados *a priori* através de restrições na forma de Desigualdades Matriciais Lineares (*Linear Matrix Inequalities - LMI*) para uma *UPS* de referência. O método não depende da solução de uma formulação *LMI*, mas ela é usada como uma maneira sistemática de determinar o polinômio desejado.

Com base no que foi exposto, este trabalho possui os seguintes objetivos:

- Equacionamento e análise no domínio da frequência da corrente gerada pelas cargas não-lineares compostas por um circuito retificador e um filtro capacitivo;
- Determinação de um limite mínimo de atenuação das harmônicas de corrente com base na norma (IEC, 2011). Esses limites servirão de base na escolha do coeficiente de amortecimento (ξ) de cada harmônica dos controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito;
- Extensão do método proposto em (CARVALHO, 2013) para o controlador múltiplo-ressonante de ganho finito;
- Validação experimental dos limites estabelecidos em *UPSs* de 0,8 kVA e 3,5 kVA.

Essa dissertação apresenta a seguinte estrutura. No Capítulo 2 serão abordados os tópicos relacionados aos sistemas *UPS* e a formulação do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito. No Capítulo 3 será obtida a expressão analítica da corrente de entrada de uma carga não-linear, feita a sua decomposição harmônica através da série exponencial de Fourier e a determinação do limite mínimo de atenuação das harmônicas de corrente em um inversor de 3,5 kVA, assim como os seus resultados de simulação e experimentais. No Capítulo 4 será apresentada a formulação do método alternativo para obtenção dos ganhos dos controladores para uma classe de *UPSs*, assim como os resultados de simulação com inversores de 0,8 kVA e 10 kVA e experimentais com o inversor de 0,8 kVA. Por fim, o Capítulo 5 apresenta conclusões à respeito dos resultados e aborda perspectivas de trabalhos futuros.

2 CONCEITO FUNDAMENTAIS

Neste capítulo será apresentada uma revisão dos conceitos aplicados ao controle dos sistemas *UPS*. Na primeira parte do capítulo, será feita uma análise sobre as normas que parametrizam o desempenho destes sistemas, o dimensionamento das cargas de referência utilizadas nos ensaios, a modelagem matemática do estágio de saída de uma *UPS*, onde é utilizado o modelo médio do inversor para a sua representação na forma de espaço de estados e a descrição dos testes usados na avaliação dos controladores. Na segunda parte do capítulo serão abordados conceitos fundamentais relativos ao controle robusto que serão empregados na síntese do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito. Na terceira parte será realizada uma breve revisão do método de sintonia baseado na equação diofantina apresentado em CARVALHO (2013). Por fim, uma breve revisão da definição da Integral de Bode, usualmente conhecida como efeito colchão d'água.

2.1 SISTEMAS *UPS*

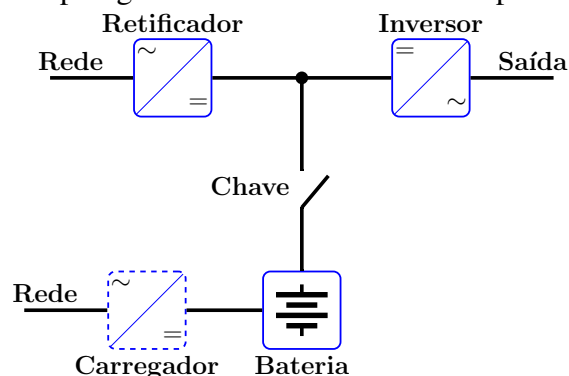
As fontes ininterruptas de energia são equipamentos responsáveis por alimentar cargas críticas e protegê-las de distúrbios presentes na rede elétrica, fornecendo energia de qualidade, relacionada ao nível de tensão ou frequência, e confiabilidade, sem falhas ou interrupções. Existem diversas topologias para as *UPSs*, mas elas são compostas basicamente por três estágios: retificador de tensão na entrada, que converte a tensão alternada em contínua; banco de baterias, que armazena a energia para manter o equipamento funcionando mesmo com a ocorrência de falhas da rede elétrica; e um conversor CC/CA (inversor de tensão) na saída que converte a tensão contínua de um barramento CC em alternada para alimentar os equipamentos conectados. Normas nacionais e internacionais regulamentam a operação das *UPSs*, definindo os requisitos mínimos de desempenho e funcionamento e determinando os tipos de ensaios de desempenho estático e transitório que devem ser realizados.

2.1.1 Normas nacionais aplicadas às *UPSs*

As normas nacionais aplicadas aos sistemas *UPS* são especificadas pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). Dentre elas destacam-se a NBR 15014 (ABNT, 2003), que trata da terminologia adotada e aborda as topologias possíveis para os chamados *Nobreaks*, e a NBR 15204 (ABNT, 2005), que trata das especificações de segurança e desempenho.

A NBR 15014 define cinco topologias para as *UPSs* estáticas: *Stand-by*, Interativo convencional, Interativo ferroressonante, Interativo de simples conversão e *Online* de dupla conversão. Neste trabalho será adotada a última topologia, ilustrada na Figura 1, pois

Figura 1: Topologia de uma *UPS Online* de dupla conversão.



Fonte: adaptada da norma (ABNT, 2003).

ela apresenta maior robustez sendo capaz de fornecer energia com qualidade em 100% do tempo de operação, isolando e protegendo as cargas dos distúrbios da rede.

O bloco inversor é responsável por converter a corrente contínua em corrente alternada, mantendo a tensão dentro dos limites predefinidos e com forma de onda senoidal, livre de distúrbios, para toda e qualquer carga ligada à saída. Desta forma, este bloco será o foco dos desenvolvimentos a seguir.

2.1.2 Normas internacionais aplicadas às UPSs

Dentre as normas internacionais destacam-se a *ANSI/IEEE Std 944* (ANSI/IEEE, 1986) e a *IEC 62040-3* (IEC, 2011). Ambas especificam os requisitos de desempenho e eficiência para *UPSs* monofásicas ou trifásicas com tensão eficaz (*Root Mean Square - RMS*) de saída menor ou igual a 1000 V e que possuam sistemas de armazenamento de energia. A norma *IEC 62040-3* será utilizada como referência principal neste trabalho, tanto na especificação dos parâmetros de desempenho, quanto nos procedimentos dos testes e ensaios a serem realizados.

Esta norma determina que o desempenho e a eficiência de uma *UPS* devem ser avaliados através de testes de desempenho estático e dinâmico. A avaliação estática é realizada com a medição em regime permanente da tensão *RMS* de saída para a condição a vazio (V_{sc}) e a tensão *RMS* de saída para a condição com 100% da carga linear (V_l) e não-linear (V_{nl}), com as quais é calculada a regulação de tensão (*Voltage Regulation - VR*). Também, com a medição da contribuição harmônica individual da tensão de saída é calculada a variação da frequência, a *THD* e as *IHDs* para 100% das cargas lineares e não-lineares de referência.

A regulação de tensão avalia a variação da tensão de saída do vazio à plena carga. Nos testes com cargas lineares, mede-se a tensão *RMS* de saída e das suas componentes fundamental e harmônicas nas condições a vazio e com 100% da carga linear em regime permanente. Assim, a regulação de tensão pode ser obtida usando a relação

$$VR_l = \frac{V_{sc} - V_l}{V_{sc}} 100\%, \quad (1)$$

onde VR_l é o percentual de regulação de tensão com carga linear de referência.

Nos testes com cargas não-lineares, mede-se a tensão *RMS* de saída e das suas componentes fundamental e harmônicas com 100% da carga não-linear em regime permanente.

Tabela 1: Níveis percentuais de tensão admissíveis por componente harmônica.

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

Fonte: adaptada da norma (IEC, 2011).

O nível de regulação de tensão é expresso pela relação

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

onde VR_{nl} é o percentual de regulação de tensão com carga não-linear de referência.

A norma admite valores dentro da faixa de $\pm 10\%$ para a regulação de tensão e valores dentro de $\pm 2\%$ dos valores nominais para a variação da frequência. A componente contínua da tensão de saída medida durante 10 s deve ser inferior a 0,1% do seu valor *RMS*.

A *THD* é definida como a razão entre a tensão *RMS* do conteúdo harmônico e a tensão *RMS* da componente de frequência fundamental (V_1) de um sinal alternado, ou seja,

$$THD = \frac{\sqrt{V_{RMS}^2 - V_1^2}}{V_1} 100\%, \quad (3)$$

onde V_{RMS} é a tensão de saída. A IHD_n é definida como a razão entre o valor *RMS* da n -ésima componente harmônica (V_n) e o valor *RMS* da componente fundamental:

$$IHD_n = \frac{V_n}{V_1} 100\%. \quad (4)$$

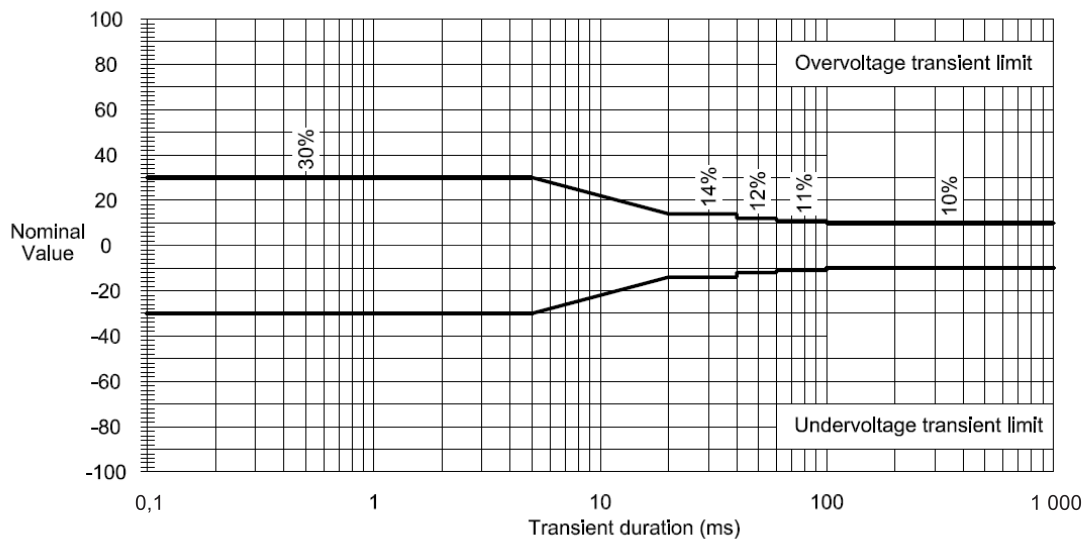
Para que a tensão de saída atenda as especificações da norma nas condições a vazio e com 100% das cargas lineares e não-lineares de referência, o valor da *THD* deve ser inferior a 8% e o valor das *IHDs* deve ser menor que os limites especificados na Tabela 1.

Já o desempenho dinâmico dos sistemas *UPS* é avaliado por meio da variação instantânea de tensão que é obtida através da comparação do desvio percentual transitório da tensão de saída ($V_{dev}(t)$) com o perfil limite apresentado na Figura 2. A variação instantânea de tensão começa no instante da condição transitória e dura até o retorno para as condições de regime permanente. O desvio percentual transitório de tensão é obtido através da expressão

$$V_{dev}(t) = \frac{V_{dis}(t) - V_{sc}(t)}{V_{scpico}} 100\%, \quad (5)$$

onde $V_{dis}(t)$ é o sinal de tensão de saída após a condição transiente e V_{scpico} é o valor de pico da tensão de saída na condição a vazio.

Figura 2: Perfil do desvio percentual da tensão de saída para cargas críticas sensíveis.



Fonte: (IEC, 2011).

A condição transitória é gerada com degraus aditivos e subtrativos de cargas lineares e não-lineares. O degrau aditivo para cargas lineares é realizado conectando-se uma carga referente a 20% da potência ativa de saída da *UPS* e, quando o regime permanente é atingido, um degrau com os 80% de carga restantes é aplicado. Para o degrau subtrativo, parte-se com carga referente a 100% da potência ativa de saída da *UPS* em regime permanente, retira-se 80% desta carga e, quando o regime permanente é atingido, retira-se os outros 20% restantes.

Para as cargas não-lineares aplicam-se os mesmos procedimentos descritos anteriormente, porém com degraus de carga não-linear referentes a 25% e 75% quando a potência aparente de saída da *UPS* for inferior a 4 kVA. Quando for superior a 4 kVA, os testes são realizados com três degraus de 33% de carga.

2.1.3 Considerações sobre as cargas de referência

A norma *IEC 62040-3* também define as cargas lineares e não-lineares de referência usadas nos testes de desempenho estático e dinâmico. A carga linear de referência é uma carga puramente resistiva projetada para dissipar a potência ativa nominal da *UPS*. Já a carga não-linear deve consumir a potência aparente do equipamento. A seguir é detalhado o procedimento de cálculo dos componentes da carga conforme estabelecido nesta norma.

2.1.3.1 Carga linear de referência

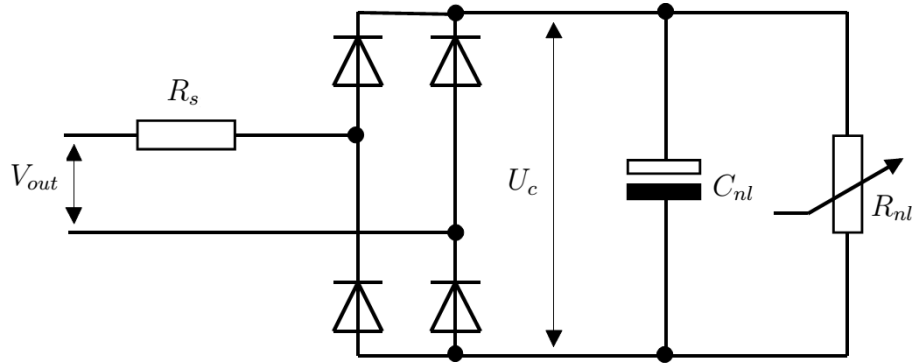
A carga linear de referência é projetada conforme a expressão

$$R_l = \frac{V_{RMS}^2}{S \cdot \cos \phi} \quad [\Omega], \quad (6)$$

onde S é a potência aparente e $\cos \phi$ é o fator de potência.

Nos testes de desempenho dinâmico são utilizados degraus de carga linear referentes a 20% ou 80% da potência ativa de saída da *UPS*. Essas cargas são aplicadas ou removidas

Figura 3: Carga não-linear de referência.



Fonte: (IEC, 2011).

usando dois circuitos independentes e representadas por R_{l_1} e R_{l_2} , respectivamente:

$$R_{l_1} = \frac{V_{RMS}^2}{0,2 \cdot S \cdot \cos \phi} [\Omega], \quad R_{l_2} = \frac{V_{RMS}^2}{0,8 \cdot S \cdot \cos \phi} [\Omega]. \quad (7)$$

2.1.3.2 Carga não-linear de referência

A carga não-linear de referência é dimensionada de acordo com o Anexo E da norma IEC 62040-3, conforme apresentado na Figura 3.

Este circuito emula o estágio de entrada das cargas críticas, e.g. computadores, equipamentos médicos e de telecomunicações, servidores e etc. Essas cargas possuem internamente fontes chaveadas cujo estágio de entrada é composto basicamente por um circuito retificador não controlado de onda completa com um filtro capacitivo na saída.

A resistência série de linha R_s é dimensionada para dissipar 4% da potência aparente nominal e a resistência de saída R_{nl} é calculada para dissipar os outros 66% restantes, resultando em uma carga com fator de potência igual a 0,7. O capacitor de saída C_{nl} é projetado para gerar um *ripple* de 5% na tensão retificada U_c cujo valor médio é obtido empiricamente considerando a distorção da tensão de linha, a queda de tensão nos cabos e a oscilação da tensão retificada:

$$U_c = \sqrt{2} \cdot 0,92 \cdot 0,96 \cdot 0,975 \cdot V_{RMS} = 1,22 \cdot V_{RMS} [\text{V}]. \quad (8)$$

O dimensionamento das resistências R_s e R_{nl} em ohms e do capacitor C_{nl} em farads é realizado de acordo com as equações

$$R_s = \frac{0,04 \cdot V_{RMS}^2}{S} [\Omega], \quad R_{nl} = \frac{U_c^2}{0,66 \cdot S} [\Omega], \quad C_{nl} = \frac{7,5}{f \cdot R_{nl}} [\text{F}], \quad (9)$$

onde f é a frequência fundamental da tensão de saída da UPS.

Nos testes de desempenho dinâmico são utilizados degraus de carga não-linear referentes a 25% ou 75% da potência aparente de saída das UPSs com potência inferior a 4 kVA. Essas cargas são aplicadas ou removidas usando dois circuitos independentes e

calculadas com as equações a seguir:

$$\begin{aligned} R_{s_1} &= \frac{0,04 \cdot V_{RMS}^2}{0,25 \cdot S} [\Omega], & R_{s_2} &= \frac{0,04 \cdot V_{RMS}^2}{0,75 \cdot S} [\Omega] \\ R_{nl_1} &= \frac{U_c^2}{0,66 \cdot 0,25 \cdot S} [\Omega], & R_{nl_2} &= \frac{U_c^2}{0,66 \cdot 0,75 \cdot S} [\Omega] \\ C_{nl_1} &= \frac{7,5}{f \cdot R_{nl_1}} [F], & C_{nl_2} &= \frac{7,5}{f \cdot R_{nl_2}} [F] \end{aligned} \quad (10)$$

Quando a potência nominal aparente for superior a 4 kVA, são necessários três circuitos independentes referentes a 33% da potência aparente de saída da *UPS*.

2.1.4 Modelo matemático de uma *UPS*

A topologia da *UPS* escolhida para estudo converte a tensão contínua em senoidal através do inversor monofásico com topologia em meia ponte em conjunto com um filtro LC, conforme representação esquemática da Figura 4. A topologia utilizada é a mesma considerada em (PEREIRA et al., 2014). O filtro é composto pelo indutor L_f em série com sua resistência R_{L_f} e pelo capacitor C_f .

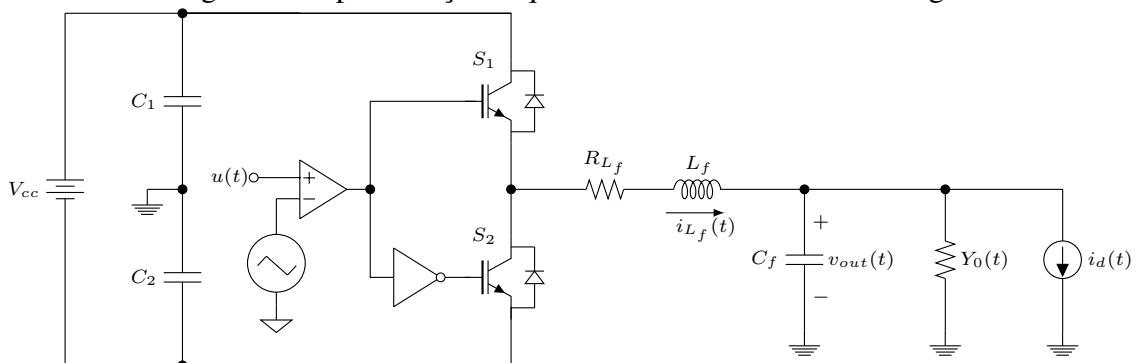
Os efeitos do estágio de entrada (retificador + banco de baterias) são representados por uma fonte de tensão contínua V_{cc} e por dois capacitores, C_1 e C_2 , respectivamente. No estágio do inversor, a modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation - PWM*) do sinal de controle $u(t)$ permite o acionamento dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) S_1 e S_2 . Considerando o modelo médio do inversor, os efeitos do chaveamento *PWM* de S_1 e S_2 podem ser representados por um ganho K_{PWM} multiplicando o sinal de controle $u(t)$ (CHEN et al., 2007).

O comportamento das cargas lineares conectadas na saída da *UPS* é modelado pela admitância $Y_0(t)$, cuja corrente tem forma de onda senoidal em fase com a tensão. Já os distúrbios periódicos produzidos pelas cargas não-lineares, são representados por uma fonte de corrente $i_d(t)$ (PEREIRA et al., 2014). O valor da admitância é incerto e variante no tempo sendo definida por

$$Y_0(t) \in \mathcal{A}, \mathcal{A} := \{Y_0(t) \in \mathbb{R} : Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}\}, \quad (11)$$

onde Y_{min} e Y_{max} são limites conhecidos e dados pela carga nominal e carga mínima de operação a vazio da *UPS*, respectivamente.

Figura 4: Representação esquemática de uma *UPS* com carga.



Fonte: adaptada de (LORENZINI, 2015).

Baseado no modelo médio do inversor e definindo os estados do sistema como sendo a corrente no indutor $i_{L_f}(t)$ e a tensão no capacitor $v_{out}(t)$, as equações que descrevem o comportamento dinâmico da *UPS* na forma de espaço de estados são dadas por (PE-REIRA et al., 2014)

$$\begin{cases} \dot{x}_p(t) = A_p(Y_0) x_p(t) + B_p u(t) + B_d i_d(t) \\ y_p(t) = C_p x_p(t) \\ e(t) = r(t) - y_p(t), \end{cases} \quad (12)$$

onde $x_p(t) = [i_{L_f}(t) v_{out}(t)]' \in \mathbb{R}^2$ é o vetor de estados, $u(t) \in \mathbb{R}$ é o sinal de controle, $i_d(t) \in \mathbb{R}$ é um distúrbio periódico, $y_p(t) \in \mathbb{R}$ é a saída a ser controlada, $r(t) \in \mathbb{R}$ é a referência a ser seguida por $y_p(t)$ e $e(t)$ é o erro de seguimento da referência.

As matrizes $A_p(Y_0)$, B_p , B_d e C_p são dadas por:

$$A_p(Y_0(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_0(t)}{C_f} \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, \quad C_p = [0 \quad 1]. \quad (13)$$

A matriz $A_p(Y_0(t))$ varia em função da admitância da carga na saída da *UPS*, ocasionando a alteração da dinâmica do sistema.

2.2 CONTROLE DE SISTEMAS *UPS*

Nesta segunda parte do capítulo, serão abordados conceitos fundamentais relativos ao princípio do modelo interno, a formulação matemática do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito e o ferramental *LMI* para o cálculo inicial dos ganhos de realimentação do controlador.

2.2.1 Princípio do Modelo Interno

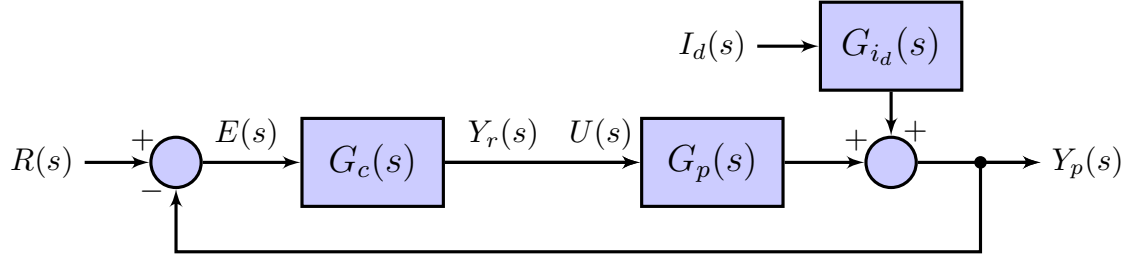
O seguimento e a rejeição de sinais periódicos é um problema inerente aos sistemas *UPS*. Sob a óptica de sistemas de controle, deseja-se seguir um sinal de referência senoidal de forma a eliminar o erro de seguimento em regime permanente e rejeitar os distúrbios harmônicos de natureza periódica ocasionados pela conexão de cargas não-lineares. Uma solução para esse problema é a utilização de metodologias de controle baseadas no Princípio do Modelo Interno (PMI).

O PMI (FRANCIS; WONHAM, 1975) permite que um sistema realimentado siga um determinado sinal de entrada com erro nulo em regime permanente e/ou rejeite distúrbios periódicos. Duas condições precisam ser satisfeitas para que isso seja possível (FUKUDA; YODA, 2001): o sistema em malha fechada ser assintoticamente estável e o controlador apresentar os modos marginalmente estáveis que descrevem os sinais de interesse, referência ou distúrbio.

Considerando o sistema em malha fechada apresentado na Figura 5, onde $G_c(s)$ é a função de transferência do controlador, $G_p(s)$ é a função de transferência da planta, $G_{i_d}(s)$ é a função de transferência do distúrbio e $R(s)$, $I_d(s)$ e $Y_p(s)$ representam os sinais de referência, distúrbio e saída do sistema, respectivamente. As funções de transferência do sistema em malha fechada, da referência para a saída, $T_r(s)$, e do distúrbio para a saída, $T_{i_d}(s)$, são dadas por:

$$T_r(s) = \frac{Y_p(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}, \quad T_{i_d}(s) = \frac{Y_p(s)}{I_d(s)} = \frac{G_{i_d}(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}. \quad (14)$$

Figura 5: Sistema em malha fechada sujeito a um distúrbio.



Avaliando o PMI pelo domínio da frequência, verifica-se que somente ocorrerá o seguimento com erro nulo de uma referência senoidal com frequência ω_r quando

$$|T_r(j\omega_r)| = \left| \frac{G_c(j\omega_r)G_p(j\omega_r)}{1 + G_c(j\omega_r)G_p(j\omega_r)} \right| = 1, \quad \angle T_r(j\omega_r) = 0 \quad (15)$$

e ocorrerá a completa rejeição de um distúrbio com frequência ω_r quando:

$$|T_{i_d}(j\omega_r)| = \left| \frac{G_{i_d}(j\omega_r)}{1 + G_c(j\omega_r)G_p(j\omega_r)} \right| = 0, \quad \angle T_{i_d}(j\omega_r) = 0. \quad (16)$$

Segue que as equações (15) e (16) são satisfeitas apenas quando $|G_c(j\omega_r)G_p(j\omega_r)| = \infty$ e o sistema em malha fechada for estável. Assim, garante-se o seguimento com erro nulo e a completa rejeição dos distúrbios se a função de transferência do controlador apresentar ganho infinito na frequência do sinal a ser seguido e/ou rejeitado.

2.2.2 Controlador Múltiplo-Ressonante

Como mencionado anteriormente, o uso dos controladores ressonantes é apropriado quando se deseja seguimento de referência e rejeição de sinais periódicos com erro nulo. A formulação destes controladores é baseada no PMI e apresenta função de transferência dada por

$$G_c(s) = \frac{Y_r(s)}{E(s)} = \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (17)$$

sendo que o erro $E(s)$ é a entrada do controlador e $Y_r(s)$ é a saída. A magnitude da resposta em frequência de (17) é apresentada na Figura 6. Note que ela apresenta ganho infinito (ressonância) na frequência do sinal a ser seguido/rejeitado (ω_r), característica principal dos controladores ressonantes (CHEN, 1995).

Como (17) possui dois polos marginalmente estáveis (sobre o eixo imaginário, em $s = \pm j\omega_r$), dois zeros são inseridos para evitar problemas na estabilização do sistema em malha fechada (PEREIRA et al., 2014). Com isso, a função de transferência para o controlador ressonante resulta em

$$G_r(s) = \frac{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (18)$$

sendo α_0 , α_1 e α_2 parâmetros livres a serem determinados.

A partir de (18) e estendendo a mesma para seguir/rejeitar sinais periódicos mais complexos, com n componentes harmônicos nas frequências $\omega_{r_1}, \dots, \omega_{r_n}$, chega-se à definição do controlador múltiplo-ressonante, dado por

$$G_{mr}(s) = \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_{3i-1} s^2 + \alpha_{3i-2} s + \alpha_{3i-3}}{s^2 + \omega_{r_i}^2}, \quad (19)$$

Figura 6: Magnitude da resposta em frequência da função de transferência (17) com $\omega_r = 2\pi 60$ rad/s.

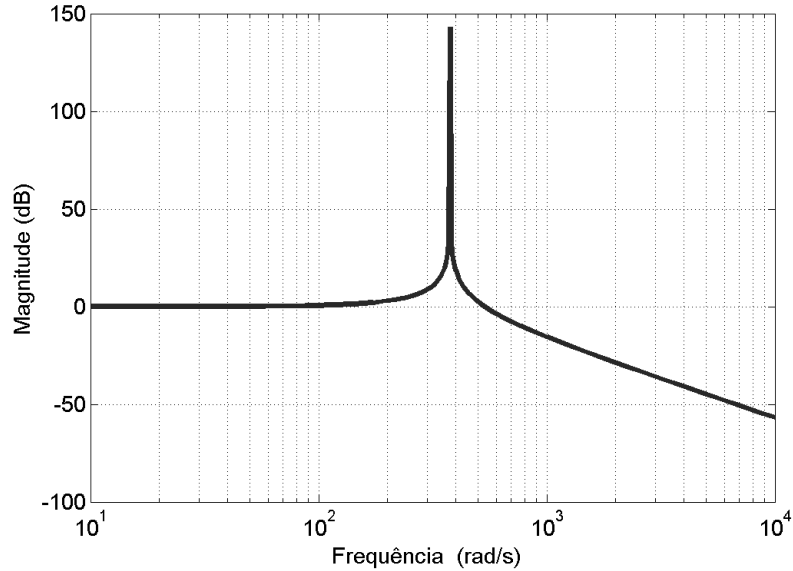
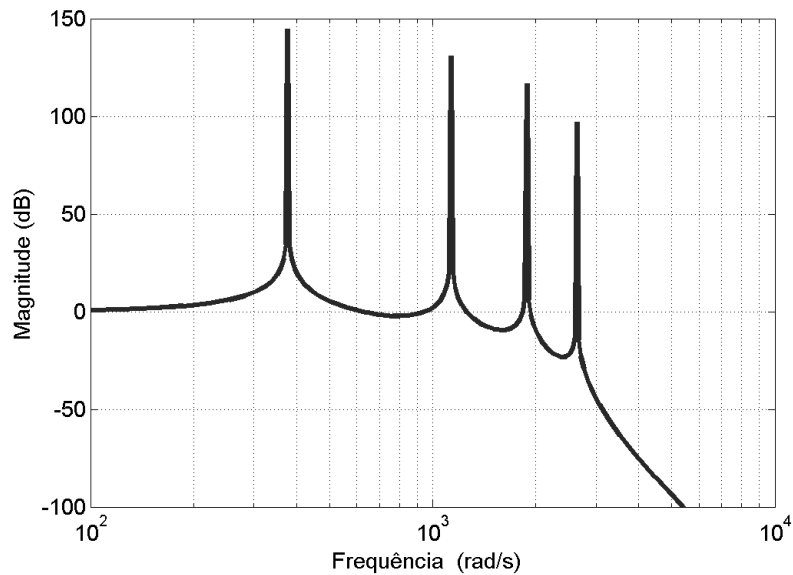


Figura 7: Magnitude da resposta em frequência da função de transferência (19).



sendo α_{3i-3} , α_{3i-2} e α_{3i-1} os parâmetros a serem determinados da i -ésima harmônica. De forma análoga à (17) verifica-se a existência de magnitude infinita para todas as frequências $\omega_{r_1}, \dots, \omega_{r_n}$. A magnitude da resposta em frequência de (19) é apresentada na Figura 7 considerando quatro modos de ressonância ($n = 4$) nas frequências $\omega_{r_1} = 2\pi 60$ rad/s, $\omega_{r_2} = 6\pi 60$ rad/s, $\omega_{r_3} = 10\pi 60$ rad/s e $\omega_{r_4} = 14\pi 60$ rad/s.

2.2.3 Controlador Múltiplo-Ressonante de ganho finito

A formulação do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito considera a introdução de um fator de amortecimento nas frequências de interesse. Para isso, partindo

de (19), chega-se em

$$G_{mr_f}(s) = \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_{3i-1}s^2 + \alpha_{3i-2}s + \alpha_{3i-3}}{s^2 + 2\xi_i\omega_{r_i}s + \omega_{r_i}^2}, \quad (20)$$

onde ξ_i é o coeficiente de amortecimento do i -ésimo modo.

Com a inclusão do termo $2\xi_i\omega_{r_i}$ no denominador de (19), segue que os polos desta função de transferência passam a ser $p_{1,2} = -\xi_i\omega_{r_i} \pm j\omega_{r_i}\sqrt{(1 - \xi_i^2)}$. Quando $0 < \xi_i < 1$, a magnitude de (20) passa a apresentar um pico de ganho elevado, porém finito, em $\omega_{d_i} = \omega_{r_i}\sqrt{(1 - 2\xi_i^2)}$. Quando ξ_i tende a zero, tem-se que ω_{d_i} tende a ω_{r_i} . Nesse caso, para $\xi_i < 0,1$ a diferença entre ω_{r_i} e ω_{d_i} é pequena, menor do que 1%. O caso limite, quando $\xi_i = 0$, corresponde à formulação original do controlador ressonante de ganho infinito.

Diversos trabalhos consideram a utilização de controladores de ganho finito, como em (TEODORESCO et al., 2006), (MACCARI et al., 2014), (AL-AKAYSHEE; YUAN, 2016), (AYAD et al., 2016), (KOMURCUGIL et al., 2016), (CARBALLO et al., 2017), (KEIEL, 2017), (KHALFALLA et al., 2017), (CARBALLO et al., 2018) e em suas referências. Em (TEODORESCO et al., 2006) é realizado o projeto de controladores e filtros ressonantes proporcionais para o controle da corrente/tensão de conversores conectados à rede de energia. Para evitar problemas de estabilidade associado ao ganho infinito, esse trabalho considera o uso do ganho finito, mas com um ganho ainda relativamente alto de forma a manter um pequeno erro de seguimento em regime permanente. Em (MACCARI et al., 2014) é realizado o projeto de um controlador múltiplo-ressonante de ganho finito de modo a evitar problemas na implementação em tempo discreto relacionada à alocação de polos do controlador na borda do círculo unitário centrado na origem do plano complexo. Já em (AL-AKAYSHEE; YUAN, 2016) um controlador ressonante de ganho finito é aplicado para atenuar a ondulação de tensão do link CC, permitindo reduções consideráveis nos requisitos de capacitância desse link. Também, o ganho finito é utilizado, pois o ganho infinito na frequência de ressonância pode causar problemas de estabilidade e incorrer em ressonância no sistema.

Em (CARBALLO et al., 2017) é proposto a utilização de um fator de amortecimento no controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental. O objetivo é aumentar a magnitude da impedância de saída na frequência fundamental para que a corrente circulante entre as UPSs conectadas em paralelo seja reduzida. Já em (KEIEL, 2017) é realizada a síntese robusta de um controlador múltiplo-ressonante em tempo discreto considerando o uso de três diferentes métodos de discretização. Resultados desse trabalho, além de evidenciar as diferenças no desempenho de sistemas UPS devido às três discretizações, mostram a necessidade de utilização de controladores ressonantes de ganho finito nas frequências harmônicas de interesse. Isso se faz necessário para atender às especificações de desempenho estático definidas pela IEC 62040-3, evitando a indesejada amplificação do distúrbio nas harmônicas ímpares não compensadas subsequentes.

2.2.3.1 Formulação no espaço de estados

O controlador múltiplo-ressonante de ganho finito em (20) pode ser reescrito na forma

$$G_{mr_n}(s) = k_2 + \sum_{i=1}^n \frac{k_{2i+1} + k_{2i+2}s}{s^2 + 2\xi_i\omega_{r_i}s + \omega_{r_i}^2}, \quad (21)$$

onde k_{2i+1} e k_{2i+2} são os ganhos a serem determinados para cada modo e k_2 é um termo de transmissão direta aplicado ao sinal de entrada do controlador.

Uma possível representação de (21) no espaço de estados é dada por

$$\begin{cases} \dot{x}_r(t) = A_r x_r(t) + B_r e(t) = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \cdots & 0_2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_2 & \cdots & A_{r_n} \end{bmatrix} x_r(t) + \begin{bmatrix} B_{r_1} \\ \vdots \\ B_{r_n} \end{bmatrix} e(t) \\ y_r(t) = C_r x_r(t) + D_r e(t) = [C_{r_1} \cdots C_{r_n}] x_r(t) + [D_r] e(t), \end{cases} \quad (22)$$

onde $x_r(t) = [x_{r_1}(t)' \cdots x_{r_n}(t)']' \in \mathbb{R}^{2n}$ é o vetor de estados do controlador múltiplo-ressonante, $e(t)$ é o sinal de erro de seguimento, $y_r(t)$ é o sinal de saída do controlador e

$$\begin{aligned} A_{r_i} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_{r_i} \\ -\omega_{r_i} & -2\xi_i \omega_{r_i} \end{bmatrix}, \quad B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \\ C_{r_i} &= [k_{2i+1} \quad k_{2i+2}], \quad D_r = [k_2], \end{aligned} \quad (23)$$

para cada modo ressonante, ou seja, avaliadas para cada par (ξ_i, ω_{r_i}) , $i = 1, \dots, n$.

Obtidas as representações no espaço de estados para a planta (12) e para o controlador múltiplo-ressonante de ganho finito (22), pode-se definir o vetor de estados aumentado $x_a(t) = [x'_p(t) \ x'_r(t)]' \in \mathbb{R}^{2n+2}$ para representar o comportamento dinâmico da conexão planta-controlador, resultando na seguinte realização em espaço de estados

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = A_a(Y_0)x_a(t) + B_a u(t) + B_{qa} q(t) \\ y_a(t) = C_a x_a(t), \end{cases} \quad (24)$$

onde $q(t) = [r(t) \ i_d(t)]' \in \mathbb{R}^2$, $y_a(t)$ é a saída controlada da planta e:

$$\begin{aligned} A_a(Y_0) &= \begin{bmatrix} A_p(Y_0) & 0_2 & 0_2 & \cdots & 0_2 \\ -B_{r_1} C_p & A_{r_1} & 0_2 & \cdots & 0_2 \\ -B_{r_2} C_p & 0_2 & A_{r_2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0_2 \\ -B_{r_n} C_p & 0_2 & \cdots & 0_2 & A_{r_n} \end{bmatrix} \\ B_a &= [B'_p \quad 0'_{1 \times 2} \quad 0'_{1 \times 2} \quad \cdots \quad 0'_{1 \times 2}]' \\ B_{qa} &= \begin{bmatrix} 0'_{1 \times 2} & B'_{r_1} & B'_{r_2} & \cdots & B'_{r_n} \\ B'_d & 0'_{1 \times 2} & 0'_{1 \times 2} & \cdots & 0'_{1 \times 2} \end{bmatrix}' \\ C_a &= [C_p \quad 0_{1 \times 2} \quad 0_{1 \times 2} \quad \cdots \quad 0_{1 \times 2}]. \end{aligned} \quad (25)$$

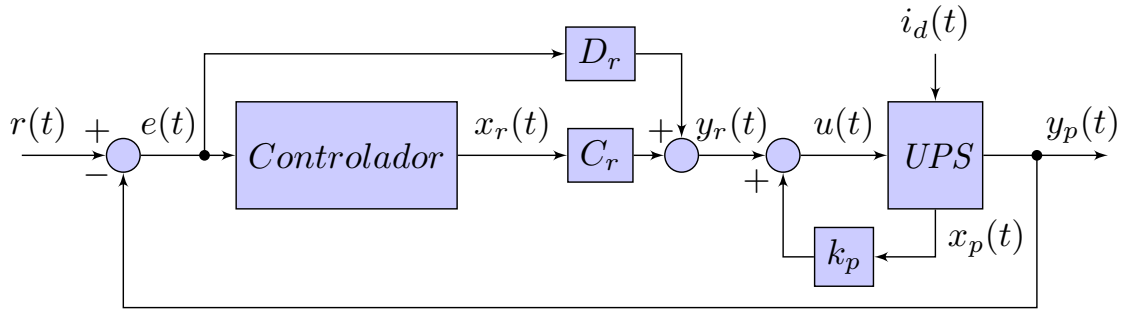
Considerando agora que o sinal de controle é dado por

$$\begin{aligned} u(t) &= k_p x_p(t) + y_r(t) \\ &= k_{p_1} x_{p_1} + k_{p_2} x_{p_2} + C_r x_r + D_r e \\ &= k_{p_1} x_{p_1} + k_{p_2} x_{p_2} + k_3 x_{r_{1,1}} + k_4 x_{r_{1,2}} + \\ &\quad \cdots + k_{2n+1} x_{r_{n,1}} + k_{2n+2} x_{r_{n,2}} + k_2 e, \end{aligned} \quad (26)$$

então segue que $u(t)$ assume a forma de uma realimentação do estado aumentado adicionada a um termo de transmissão direta do sinal de referência dado por

$$u(t) = K x_a(t) + k_2 r(t), \quad (27)$$

Figura 8: Diagrama em blocos do sistema em malha fechada.



onde:

$$K = [k_{p1} \quad (k_{p2} - k_2) \quad k_3 \quad k_4 \quad \dots \quad k_{2n+1} \quad k_{2n+2}]. \quad (28)$$

Com isso, pode-se apresentar o modelo em espaço de estados do sistema em malha fechada na forma

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = A_{mf}x_a(t) + B_{mf}q(t) = (A_a(Y_0) + B_aK)x_a(t) + E_aq(t) \\ y_a(t) = C_{mf}x_a(t) = C_a x_a(t), \end{cases} \quad (29)$$

onde:

$$E_a = \begin{bmatrix} B'_p k_2 & B'_{r1} & B'_{r2} & \dots & B'_{rn} \\ B'_d & 0'_{1 \times 2} & 0'_{1 \times 2} & \dots & 0'_{1 \times 2} \end{bmatrix}'. \quad (30)$$

Portanto, o problema de sintonia do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito (21) pode ser visto como um problema de realimentação de estados, sendo K o vetor de ganhos de realimentação a ser determinado.

Na Figura 8 é apresentado o diagrama de blocos do sistema em malha fechada utilizando o controlador múltiplo-ressonante de ganho finito definido em (22) e (23) e o sinal de controle definido em (27).

2.2.3.2 Método de projeto

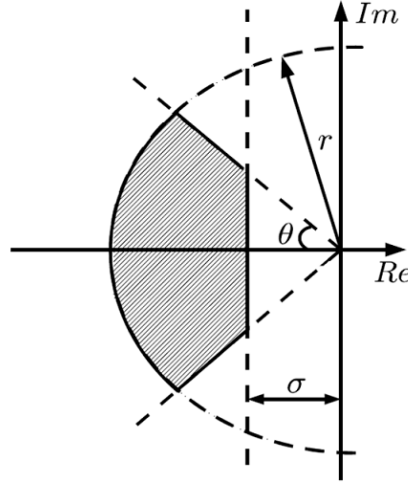
Para fins de estabilização, o termo $q(t)$ dado em (29) pode ser desconsiderado (CHEN, 1995). Logo, o sistema de interesse passa a ser:

$$\dot{x}_a(t) = (A_a(Y_0) + B_aK)x_a(t). \quad (31)$$

Assim, o projeto do ganho de realimentação K pode ser feito através da solução de um problema de otimização convexa sujeito a restrições LMI s, de forma a garantir estabilidade robusta e desempenho transitório desejado. A metodologia de posicionamento de polos apresentada em CHILALI; GAHINET (1996) fornece um conjunto de LMI s para assegurar que os polos do sistema em malha fechada estejam contidos na intersecção de três regiões do plano complexo definidas por

$$\begin{aligned} R_{CR} &= \{p_i \in \mathbb{C} : \text{Re}(p_i) \leq -\sigma, \sigma \in \mathbb{R}^+\}, \\ R_{DR} &= \{p_i \in \mathbb{C} : |p_i| \leq r, r \in \mathbb{R}^+\}, \\ R_{NF} &= \left\{ p_i \in \mathbb{C} : \text{tg}^{-1} \left(\frac{|\text{Im}(p_i)|}{|\text{Re}(p_i)|} \right) \leq \theta, \theta \in \mathbb{R}^+ \right\}, \end{aligned} \quad (32)$$

onde $p_i, i = 1, 2, \dots, 2n+2$, são os polos do sistema em malha fechada. Neste caso, σ, θ e r impõem restrições diretamente associadas ao tempo de acomodação, fator de amortecimento e máxima frequência natural, respectivamente. A Figura 9 ilustra a intersecção das

Figura 9: Região de \mathcal{D} -Estabilidade.

Fonte: (PEREIRA et al., 2014).

três regiões do plano complexo, também conhecida como uma região de \mathcal{D} -Estabilidade (CHILALI; GAHINET, 1996).

Além do posicionamento de polos, é proposta a minimização da função custo

$$J(z_p(t)) := \|z_p(t)\|_2^2 = \int_0^{\infty} z_p(t)' z_p(t) dt, \quad (33)$$

onde $z_p(t)$ é a saída de desempenho

$$z_p(t) := C_z x_a(t) + D_z u(t),$$

sendo C_z e D_z matrizes livres a serem definidas com o intuito de penalizar a energia dos estados do sistema aumentado e/ou do sinal de controle.

O Teorema 1 apresenta condições na forma de *LMIs* para a garantia da estabilidade robusta e o atendimento dos critérios de desempenho apresentados. Em (PEREIRA et al., 2014) pode-se encontrar a prova completa deste teorema.

Teorema 1. *Considere σ , r e θ escalares reais positivos conhecidos a priori. Caso exista uma matriz simétrica positiva definida $Q \in \mathbb{R}^{(2n+2) \times (2n+2)}$, uma matriz $W \in \mathbb{R}^{1 \times (2n+2)}$ e um escalar positivo λ satisfazendo as seguintes inequações*

$$\begin{bmatrix} \text{He}(A_a(Y_{min})Q + B_a W) & * \\ C_z Q + D_z W & -\lambda I \end{bmatrix} < 0, \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} \text{He}(A_a(Y_{max})Q + B_a W) & * \\ C_z Q + D_z W & -\lambda I \end{bmatrix} < 0,$$

$$\begin{aligned} L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (\Gamma_{min}) + M_1' \otimes (\Gamma_{min})' &< 0, \\ L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (\Gamma_{max}) + M_1' \otimes (\Gamma_{max})' &< 0, \\ L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (\Gamma_{min}) + M_2' \otimes (\Gamma_{min})' &< 0, \\ L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (\Gamma_{max}) + M_2' \otimes (\Gamma_{max})' &< 0, \\ L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (\Gamma_{min}) + M_3' \otimes (\Gamma_{min})' &< 0, \\ L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (\Gamma_{max}) + M_3' \otimes (\Gamma_{max})' &< 0, \end{aligned} \quad (35)$$

onde $\text{He}(S) = S' + S$, \otimes indica o produto de Kronecker e

$$\begin{aligned} L_1 &= 2\sigma, \quad M_1 = 1, \\ L_2 &= \begin{bmatrix} -r & 0 \\ 0 & -r \end{bmatrix}, \quad M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ L_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_3 = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) \\ -\text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \end{bmatrix}, \\ \Gamma_{min} &= A_a(Y_{min})Q + B_aW \\ \Gamma_{max} &= A_a(Y_{max})Q + B_aW, \end{aligned} \quad (36)$$

então o sistema (31) com $K = WQ^{-1}$ é assintoticamente estável $\forall Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}$ de tal forma que os polos em malha fechada estão confinados em (32) e a função custo (33) satisfaz $\|z_p(t)\|_2^2 \leq \lambda V(0)$ com $V(0) = x_a(0)'Q^{-1}x_a(0)$.

As inequações apresentadas em (34) são utilizadas para garantir a estabilidade robusta do sistema em malha fechada. Já as inequações apresentadas em (35) asseguram o posicionamento dos polos do sistema em uma determinada região de \mathcal{D} -Estabilidade para atendimento dos critérios de desempenho.

Um problema de interesse é a determinação do ganho K de forma que a função custo (33) seja minimizada. Com esse intuito, o seguinte problema de otimização convexa é proposto:

$$\min_{Q, W, \lambda} \lambda \quad \text{sujeito à: } Q = Q' > 0, \quad (34) \text{ e } (35). \quad (37)$$

Se existir solução para o problema (37), onde Q , W e λ são as variáveis de decisão, então pode-se determinar os ganhos de realimentação a partir de W e Q , fazendo $K = WQ^{-1}$. Como (37) não permite determinar separadamente os ganhos k_{p_2} e k_2 , assume-se, sem perda de generalidade, que $k_{p_2} = 0$ e k_2 é determinado a partir do segundo elemento de $K = WQ^{-1}$.

O controlador ressonante com apenas um modo sintonizado na frequência fundamental ω_r é uma estrutura consolidada e largamente utilizada em aplicações envolvendo o controle de conversores CC/CA, como pode-se verificar em (FUKUDA; YODA, 2001), (YEPES et al., 2011), (ALEMI; BAE; LEE, 2016), (CÁRDENAS et al., 2016) e (MACCARI et al., 2017). Mais especificamente quanto à aplicação do controlador no controle de sistemas UPS, em (PEREIRA et al., 2014) verifica-se o seguimento com erro nulo da tensão de referência nas condições de operação a vazio e com carga linear, com pequeno tempo de recuperação em transitórios de carga. Já com a conexão de cargas não-lineares, verifica-se que não há rejeição dos distúrbios com componentes harmônicas diferentes da frequência fundamental, pois a THD da tensão de saída é igual à 13,2%. Como alternativa para a rejeição de sinais periódicos gerados pelas cargas não-lineares, nesse mesmo artigo é empregado o controlador múltiplo-ressonante, com n modos sintonizados nas frequências harmônicas de maior contribuição do sinal de distúrbio. Utiliza-se uma estrutura com 5 modos ressonantes sintonizados na frequência fundamental, 3^a, 5^a, 7^a e 9^a harmônicas, reduzindo a THD da tensão de saída com a mesma carga não-linear para 2,7%, ao custo de um controlador de ordem maior. Enquanto no projeto com um modo ressonante é necessário o cálculo de quatro ganhos de realimentação, no caso de múltiplos-ressonantes necessita a sintonia de mais dois parâmetros para cada modo adicional, o que acaba levando ao aumento da complexidade de projeto e implementação dessa estrutura. Fato que motiva o desenvolvimento e a utilização de métodos alternativos para determinação dos ganhos de realimentação dos controladores.

2.3 SINTONIA BASEADA NA EQUAÇÃO DIOFANTINA

O método de sintonia apresentado em CARVALHO (2013) foi desenvolvido para atender o caso de controladores múltiplo-ressonantes de ganho infinito e também utiliza uma estrutura com 5 modos ressonantes sintonizados na frequência fundamental, 3^a, 5^a, 7^a e 9^a harmônicas. Apesar de também apresentar um número elevado de parâmetros a serem determinados, a sintonia dos controladores é realizada através de relações algébricas de aplicação simples e sistemática. Este método é baseado numa abordagem de alocação de polos para projetar os ganhos de realimentação do controlador (CHEN, 1999), garantindo a estabilidade do sistema em malha fechada e atendimento dos critérios de desempenho desejados para uma classe de *UPS* com diferentes potências de saída e/ou filtros de saída do inversor.

Considere que a função de transferência do controlador e da planta são dados por

$$G_c(s) = \frac{N_c(s)}{D_c(s)}, \quad G_p(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)}, \quad (38)$$

respectivamente. A função de transferência do sistema em malha fechada (14), da referência para a saída, é dada por:

$$T_r(s) = \frac{Y_p(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} = \frac{N_c(s)N_p(s)}{D_c(s)D_p(s) + N_c(s)N_p(s)}. \quad (39)$$

Assim, o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada é definido pelas raízes do polinômio característico $D_c(s)D_p(s) + N_c(s)N_p(s)$. A partir da escolha dos polos para a função de transferência do sistema $T_r(s)$, chega-se ao polinômio característico desejado em malha fechada $P_d(s)$. Portanto, comparando os dois polinômios pode-se determinar os parâmetros do controlador, ou seja, os coeficientes dos polinômios $D_c(s)$ e $N_c(s)$ a partir da relação

$$P_d(s) = D_c(s)D_p(s) + N_c(s)N_p(s), \quad (40)$$

conhecida como equação diofantina (BAZANELLA; GOMES DA SILVA JR., 2005), (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2011).

Do ponto de vista de sistemas *UPS*, o termo $D_c(s)D_p(s) + N_c(s)N_p(s)$ é obtido usando a matriz de dinâmica do sistema em malha fechada e possui relação direta com os parâmetros do inversor e do controlador, tais como: indutância do filtro de saída (L_f), resistência série da indutância do filtro (R_{L_f}), capacitância do filtro de saída (C_f), admitância da carga máxima (Y_{max}) que está relacionado com a potência da *UPS*, frequência de operação do inversor (ω_r) e os ganhos de realimentação de estados (K) do controlador, parâmetro a ser determinado.

Já os coeficientes do $P_d(s)$ garantem as especificações de estabilidade e alocação de polos e devem ser determinados *a priori*. Qualquer procedimento pode ser considerado para determinar os coeficientes, desde que o sistema de malha fechada satisfaça as especificações de estabilidade e os requisitos de desempenho. Um forma de determinação deste polinômio é a partir da solução do problema de otimização (37) para o modelo de uma dada *UPS* de referência.

Com relação ao equacionamento do método proposto em CARVALHO (2013), considerando a formulação para controladores com um modo ressonante, segue que a matriz

de dinâmica do sistema em malha fechada A_{mf} é dada por:

$$A_{mf} = \begin{bmatrix} \frac{k_{p1} K_{PWM} - R_{L_f}}{L_f} & \frac{-k_2 K_{PWM} - 1}{L_f} & \frac{k_3 K_{PWM}}{L_f} & \frac{k_4 K_{PWM}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_{max}}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_r \\ 0 & -1 & -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \quad (41)$$

O polinômio $D_c(s)D_p(s) + N_c(s)N_p(s)$ corresponde ao polinômio característico de A_{mf} , i.e. $\det(sI - A_{mf})$, obtido através da seguinte definição:

$$(sI - A_{mf}) = \begin{bmatrix} s - \left(\frac{k_{p1} K_{PWM} - R_{L_f}}{L_f} \right) & \frac{k_2 K_{PWM} + 1}{L_f} & -\frac{k_3 K_{PWM}}{L_f} & -\frac{k_4 K_{PWM}}{L_f} \\ -\frac{1}{C_f} & s + \frac{Y_{max}}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & -\omega_r \\ 0 & 1 & \omega_r & s \end{bmatrix} \quad (42)$$

Partindo de (42), chega-se a

$$P_c(s) = \det(sI - A_{mf}) = \alpha_{pc0} s^4 + \alpha_{pc1} s^3 + \alpha_{pc2} s^2 + \alpha_{pc3} s + \alpha_{pc4}, \quad (43)$$

sendo a relação entre os coeficientes de (43) e os parâmetros da planta e do controlador dada por:

$$\begin{aligned} \alpha_{pc0} &= 1 \\ \alpha_{pc1} &= \frac{L_f Y_{max} + C_f R_{L_f} - C_f k_{p1} K_{PWM}}{C_f L_f} \\ \alpha_{pc2} &= \frac{R_{L_f} Y_{max} + k_2 K_{PWM} - k_{p1} K_{PWM} Y_{max} + C_f L_f \omega_r^2 + 1}{C_f L_f} \\ \alpha_{pc3} &= \frac{k_4 K_{PWM} + C_f R_{L_f} \omega_r^2 + L_f Y_{max} \omega_r^2 - C_f k_{p1} K_{PWM} \omega_r^2}{C_f L_f} \\ \alpha_{pc4} &= \frac{\omega_r^2 + k_3 K_{PWM} \omega_r + k_2 K_{PWM} \omega_r^2 + (R_{L_f} - k_{p1} K_{PWM}) Y_{max} \omega_r^2}{C_f L_f} \end{aligned} \quad (44)$$

Considere que as raízes do polinômio característico desejado $P_d(s)$ foram escolhidas de tal forma que o sistema de malha fechada satisfaça as restrições de desempenho definidas pela norma IEC 62040-3:

$$P_d(s) = s^4 + \alpha_{pd1} s^3 + \alpha_{pd2} s^2 + \alpha_{pd3} s + \alpha_{pd4}. \quad (45)$$

Então, pela comparação direta entre os coeficientes do $P_c(s)$, fornecidos por (44), com o valor dos coeficientes do $P_d(s)$, fornecidos por (45), é possível isolar e determinar o valor dos ganhos de realimentação dos controladores para uma classe de UPSs de diferentes potências a partir das seguintes equações:

$$\begin{aligned} k_{p1} &= \frac{L_f Y_{max} + C_f R_{L_f} - C_f L_f \alpha_{pd1}}{C_f K_{PWM}} \\ k_2 &= -\frac{(L_f C_f^2 \omega_r^2 - L_f \alpha_{pd2} C_f^2 + L_f \alpha_{pd1} C_f Y_{max} + C_f - L_f Y_{max}^2)}{C_f K_{PWM}} \\ k_3 &= \frac{C_f L_f (\omega_r^4 - \alpha_{pd2} \omega_r^2 + \alpha_{pd4})}{K_{PWM} \omega_r} \\ k_4 &= \frac{C_f L_f (-\alpha_{pd1} \omega_r^2 + \alpha_{pd3})}{K_{PWM}} \end{aligned} \quad (46)$$

A formulação apresentada acima corresponde ao caso para controladores com um modo ressonante de ganho infinito. Para múltiplos modos ressonantes segue a mesma metodologia, diferindo apenas no número de ganhos e equações a serem determinadas.

O método apresentado em CARVALHO (2013) foi validado através de resultados de simulação em UPSs de 5 kVA, 10 kVA e 25 kVA, e resultados experimentais em uma UPS de 5 kVA. Neste trabalho, os coeficientes do polinômio característico desejado foram obtidos usando os parâmetros da UPS intermediária de 10 kVA. Isso resultou num menor esforço de controle, em melhores resultados de simulação e no atendimento das especificações de desempenho definidas na norma (IEC, 2011) em toda a faixa de UPSs consideradas.

2.4 INTEGRAL DE BODE

A teoria de controle apresenta um resultado fundamental referenciado como Fórmula da Integral de Bode (ÅSTRÖM; MURRAY, 2008), dada por

$$\int_0^{\infty} \log(|\mathcal{S}(j\omega)|) d\omega = \int_0^{\infty} \log\left(\frac{1}{|1 + \mathcal{L}(j\omega)|}\right) d\omega = \pi \sum_{k=1}^p \text{Re}(p_k), \quad (47)$$

onde $\mathcal{S}(j\omega)$ é a função de sensibilidade (*Sensitivity Function*), $\mathcal{L}(j\omega)$ é a função de transferência de malha aberta e p_k são os polos da função de transferência de malha aberta, localizados no semiplano direito do plano complexo.

Segue que, a partir da Fórmula da Integral de Bode e considerando os sistemas UPS, a atenuação e/ou rejeição de distúrbios em uma faixa de frequência, ocasiona a amplificação dos distúrbios em outros locais no espectro de frequência, resultando no usualmente conhecido efeito colchão d'água (*Waterbed Effect*).

Do ponto de vista de sistemas UPS, esse efeito pode ser observado a partir do fato de que a atenuação completa de uma dada harmônica por parte do controlador ressonante implicará em uma amplificação das harmônicas de ordem superior não compensadas, de forma que a integral em (47) permaneça constante. Por exemplo, a atenuação completa (ganho infinito) da 3ª harmônica pode resultar num aumento significativo da distorção harmônica individual das harmônicas de ordem superior como a 5ª, 7ª ou 9ª. Nesse caso, o projetista tem duas opções: adicionar mais modos ressonantes de forma que o efeito do colchão d'água ocorra em frequências mais elevadas (harmônicas com menor contribuição na saída); ou reduzir a atenuação das harmônicas compensadas com o controlador ressonante (ganho finito), de forma que a amplificação das harmônicas não compensadas seja menor.

2.5 COMENTÁRIOS FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos referentes às UPSs, a topologia utilizada e a obtenção do modelo matemático no espaço de estados de forma a representar a dinâmica do estágio de saída desse sistema. Adicionalmente, foram revisados os critérios de desempenho desses equipamentos e os respectivos ensaios a serem realizados segundo as normas aplicáveis. Na sequência, realizou-se uma revisão dos conceitos matemáticos relativos ao projeto de controladores robustos e apresentada a formulação dos controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito aplicados no controle de um inversor, o qual representa o estágio de saída de uma UPS. A partir de uma representação no espaço de estados desses controladores, foi revisada a metodologia de projeto de ganhos

via realimentação de estados, que leva em consideração a incerteza da carga conectada à *UPS*.

Também, foi apontado que o controlador ressonante com apenas um modo sintonizado na frequência fundamental aplicado no controle de *UPS*, nas condições a vazio e com carga linear, mantém a tensão *RMS* de saída igual ao valor da referência, mas com carga não-linear a tensão de saída apresenta alta *THD*. Assim, são necessários acrescentar mais modos para reduzir-se a *THD*, ao custo de um controlador de ordem maior e de sintonia mais complexa. Visando simplificar o projeto do controlador para uma classe de *UPSs*, em CARVALHO (2013) foi apresentado um método baseado na equação diofantina para a síntese de controladores múltiplo-ressonantes. A extensão deste método para os controladores ressonantes de ganho finito requer a determinação do coeficiente de amortecimento de cada modo e obtenção de novas equações de sintonia idênticas às apresentada em (46). Esses dois pontos serão explorados nos capítulos subsequentes.

3 ANÁLISE HARMÔNICA DA CARGA NÃO-LINEAR

Neste capítulo será feito um estudo sobre o sinal de corrente gerado por uma carga não-linear de referência, conforme apresentada na Figura 3. O objetivo é determinar a expressão analítica da corrente de entrada drenada por essas cargas quando alimentadas por uma tensão senoidal livre de distúrbios. Além disso, será feita uma análise no domínio da frequência através da expansão em Série de Fourier, determinando assim a distorção harmônica individual de cada componente harmônica da corrente. A partir da comparação destes valores com os limites impostos pela norma *IEC 62040-3*, será determinada a magnitude em *dB* necessária para que um determinado distúrbio harmônico seja rejeitado e/ou atenuado. Com esses valores será possível avaliar o limite de atenuação das harmônicas de corrente para uma classe de *UPSs* de diferentes potências de forma que os requisitos de desempenho em regime permanente da norma *IEC 62040-3* sejam atendidos. Por fim, são apresentados resultados de simulação e experimentais da *UPS* de referência de 3,5 kVA para validar o método.

3.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE AS CARGAS NÃO-LINEARES APLICADAS ÀS *UPSs*

Devido ao avanço dos semicondutores e da eletrônica de potência, a maior parte dos equipamentos conectados na saída das *UPSs* possuem um estágio de entrada constituído por uma fonte chaveada, cujo circuito pode ser simplificado por um retificador monofásico não controlado de onda completa em conjunto com um filtro capacitivo. Esses equipamentos produzem sinais de corrente com elevado conteúdo harmônico, distorcendo assim a tensão de saída de uma *UPS*. Quando a corrente que uma carga drena não tem a mesma forma de onda da tensão que a alimenta, ela é dita não-linear (SAINZ; MESAS; FERRER, 2008).

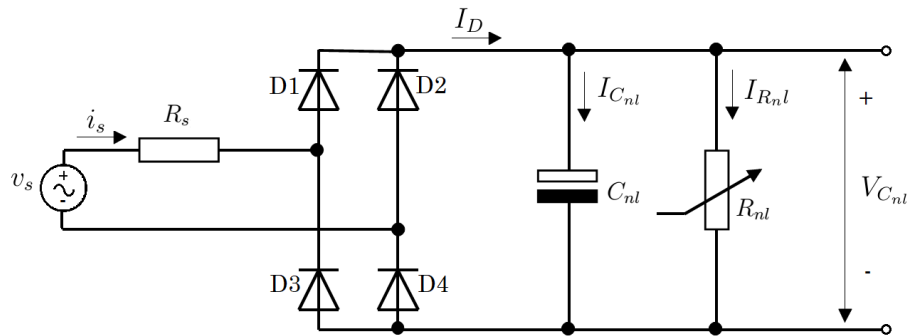
A carga não-linear de referência usada na avaliação de desempenho das *UPSs* é dimensionada pela norma *IEC 62040-3* e rerepresentada na Figura 10. O dimensionamento dessa carga de referência é realizado com as equações dadas em (9) e com o conhecimento dos valores nominais da tensão *RMS* de saída V_{RMS} , da potência aparente S e da frequência de operação f de uma determinada *UPS*.

Considerando uma *UPS* de referência com $V_{RMS} = 127$ V, $S = 3,5$ kVA e $f = 60$ Hz, segue que os valores dos resistores R_s , R_{nl} e do capacitor C_{nl} são:

$$R_s = 0,184 \Omega, \quad R_{nl} = 10,39 \Omega, \quad C_{nl} = 12\,028 \mu\text{F}. \quad (48)$$

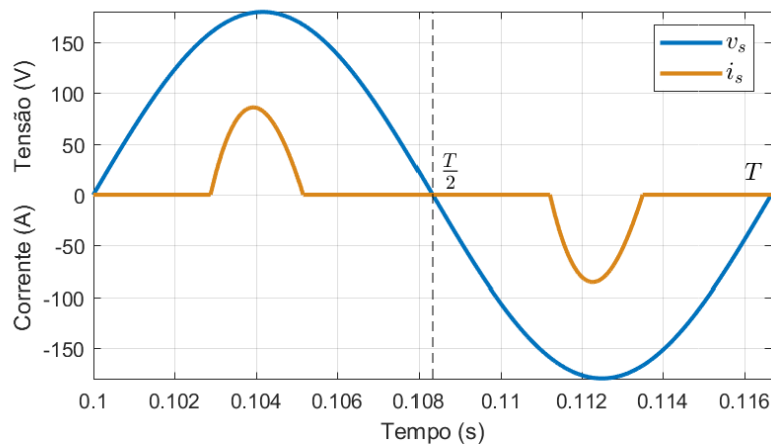
A corrente de entrada produzida pelas cargas não-lineares é caracterizada pela forma impulsiva, centrada aproximadamente no pico da onda senoidal de tensão, que flui durante

Figura 10: Carga não-linear de referência.

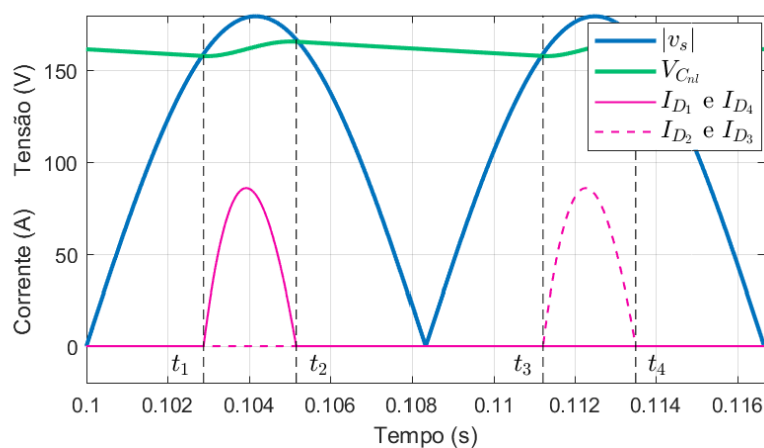


Fonte: adaptada da norma (IEC, 2011).

Figura 11: Tensões e correntes simuladas para uma carga não-linear de referência.



(a) Tensão de entrada (v_s) e corrente de entrada (i_s).



(b) Tensão retificada ($|v_s|$), tensão no capacitor ($V_{C_{nl}}$) e corrente nos diodos (I_D).

o período de carga do capacitor. Na Figura 11(a) tem-se as formas de onda da tensão (v_s) e da corrente de entrada (i_s). Já na Figura 11(b) tem-se as formas de onda da tensão retificada ($|v_s|$), da tensão no capacitor ($V_{C_{nl}}$) e a corrente nos diodos (I_D). Esses gráficos foram obtidos via simulação no MatLab/Simulink (R2017a).

3.1.1 Análise do circuito

Para determinar a expressão analítica da corrente de entrada drenada pelas cargas não-lineares é preciso entender o comportamento das correntes e tensões presentes no circuito retificador com filtro capacitivo. A presença do capacitor C_{nl} afeta a condição de operação dos diodos e a forma de onda da corrente de entrada. Quando a tensão na entrada do circuito retificador $v_s(t) = V_p \text{sen}(\omega t) = V_{RMS} \sqrt{2} \text{sen}(\omega t)$ supera a tensão do capacitor $V_{C_{nl}}(t)$, os diodos passam a conduzir. Neste momento, o capacitor C_{nl} e a carga R_{nl} recebem energia da rede, fazendo com que o capacitor se carregue. Quando a tensão na entrada do circuito retificador cai abaixo da tensão do capacitor, os diodos param de conduzir. Neste momento, a carga R_{nl} recebe energia do capacitor C_{nl} , fazendo com que o mesmo se descarregue (RYDER, 1967).

As seguintes etapas de funcionamento são descritas com base nas Figuras 10 e 11:

- Etapa 1: $0 < t < t_1$. Os diodos estão bloqueados e a carga R_{nl} recebe energia do capacitor, fazendo com que o capacitor se descarregue;
- Etapa 2: $t_1 < t < t_2$. Os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo, a carga recebe energia da rede e o capacitor é carregado. Este intervalo é chamado de tempo de carga ou condução (t_c);
- Etapa 3: $t_2 < t < t_3$. Os diodos estão bloqueados e a carga R_{nl} recebe energia do capacitor, fazendo com que o capacitor se descarregue. O intervalo de descarga do capacitor é chamado de tempo de descarga ou não condução (t_d);
- Etapa 4: $t_3 < t < t_4$. Os diodos D_2 e D_3 estão conduzindo, a carga recebe energia da rede e o capacitor é carregado;
- Etapa 5: $t_4 < t < T$. Os diodos estão bloqueados e a carga R_{nl} recebe energia do capacitor, fazendo com que o capacitor se descarregue.

A energia armazenada no capacitor mantém a tensão na carga em um nível elevado por um longo período, como pode ser visto na Figura 11(b), e os diodos conduzem por um curto intervalo de tempo o que ocasiona os picos elevados de corrente (RYDER, 1967).

3.1.2 Tempo de carga

Durante o tempo de carga ou de condução t_c ($t_1 \leq t \leq t_2$ e $t_3 \leq t \leq t_4$), a corrente de entrada $i_s(t)$ flui através dos diodos e carrega o capacitor $V_{C_{nl}}(t)$. As equações do circuito são dadas por (MANSOOR et al., 1995)

$$v_s(t) = R_s i_s(t) + V_{C_{nl}}(t), \quad (49)$$

$$i_s(t) = I_{C_{nl}}(t) + I_{R_{nl}}(t) = C_{nl} \frac{dV_{C_{nl}}(t)}{dt} + \frac{V_{C_{nl}}(t)}{R_{nl}}. \quad (50)$$

Sabendo que $v_s(t) = V_p \text{sen}(\omega t)$, a equação diferencial da corrente de entrada como função dos parâmetros da carga não-linear pode ser encontrada isolando $V_{C_{nl}}(t)$ em (49) e substituindo em (50):

$$C_{nl} R_s \frac{di_s(t)}{dt} + \frac{R_{nl} + R_s}{R_{nl}} i_s(t) = \omega C_{nl} V_p \cos(\omega t) + \frac{V_p}{R_{nl}} \text{sen}(\omega t). \quad (51)$$

A solução particular do sistema é da forma $i_{s_f}(t) = I_{s_1} \cos(\omega t) + I_{s_2} \sin(\omega t)$. Substituindo $i_{s_f}(t)$ em (51) segue que:

$$\begin{aligned} -\omega C_{nl} R_s I_{s_1} \sin(\omega t) + \omega C_{nl} R_s I_{s_2} \cos(\omega t) + \frac{R_{nl} + R_s}{R_{nl}} I_{s_1} \cos(\omega t) \\ + \frac{R_{nl} + R_s}{R_{nl}} I_{s_2} \sin(\omega t) = \omega C_{nl} V_p \cos(\omega t) + \frac{V_p}{R_{nl}} \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (52)$$

Reunindo os componentes em $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$, a solução para todo t_c é dada por:

$$\begin{cases} -\omega C_{nl} R_s I_{s_1} + \frac{R_{nl} + R_s}{R_{nl}} I_{s_2} = \frac{V_p}{R_{nl}}, \\ \frac{R_{nl} + R_s}{R_{nl}} I_{s_1} + \omega C_{nl} R_s I_{s_2} = \omega C_{nl} V_p. \end{cases} \quad (53)$$

Após uma série de manipulações algébricas, segue que a solução do sistema de equações lineares (53) é dada por

$$\begin{cases} I_{s_1} = \frac{\omega C_{nl} R_{nl}^2}{(\omega C_{nl} R_s R_{nl})^2 + (R_{nl} + R_s)^2} V_p, \\ I_{s_2} = \frac{R_s (\omega C_{nl} R_{nl})^2 + (R_{nl} + R_s)}{(\omega C_{nl} R_s R_{nl})^2 + (R_{nl} + R_s)^2} V_p, \end{cases} \quad (54)$$

concluindo assim a determinação da solução particular $i_{s_f}(t)$.

A resposta natural é obtida considerando a entrada nula, ou seja:

$$C_{nl} R_s \frac{di_s(t)}{dt} + \frac{R_{nl} + R_s}{R_{nl}} i_s(t) = 0. \quad (55)$$

Uma solução para esta equação é obtida pelo método de separação de variáveis e integração direta:

$$\int_{I_{s_0}}^{i_{s_n}(t)} \frac{1}{i_s(t)} di_s(t) = -\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} \int_0^t dt, \quad (56)$$

$$\ln(i_{s_n}(t)) - \ln(I_{s_0}) = \ln\left(\frac{i_{s_n}(t)}{I_{s_0}}\right) = -\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} (t - 0), \quad (57)$$

$$e^{\ln\left(\frac{i_{s_n}(t)}{I_{s_0}}\right)} = e^{-\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} t}. \quad (58)$$

Assim, a expressão que representa a resposta natural do sistema é dada por:

$$i_{s_n}(t) = I_{s_0} e^{-\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} t}. \quad (59)$$

A solução completa para o circuito considerando a solução particular e a resposta natural tem a seguinte forma

$$i_s(t) = i_{s_n}(t) + i_{s_f}(t) = I_{s_0} e^{-\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} t} + I_{s_1} \cos(\omega t) + I_{s_2} \sin(\omega t), \quad (60)$$

onde I_{s_0} é obtido usando a condição inicial. A partir da Figura 11 verifica-se que no instante de tempo t_1 tem-se $i_s(t_1) = 0$, tal que

$$i_s(t_1) = 0 = I_{s_0} e^{-\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} t_1} + I_{s_1} \cos(\omega t_1) + I_{s_2} \sin(\omega t_1), \quad (61)$$

$$I_{s_0} = - (I_{s_1} \cos(\omega t_1) + I_{s_2} \sin(\omega t_1)) e^{\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} t_1}. \quad (62)$$

Assim, a expressão analítica que modela a corrente de entrada $i_s(t)$ no intervalo de condução $t_1 \leq t \leq t_2$ é dada por:

$$i_s(t) = I_{s_1} \cos(\omega t) + I_{s_2} \sin(\omega t) - (I_{s_1} \cos(\omega t_1) + I_{s_2} \sin(\omega t_1)) e^{\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} (t_1 - t)}. \quad (63)$$

Para obter a expressão analítica que modela a corrente de entrada $i_s(t)$ no intervalo de condução $t_3 \leq t \leq t_4$, basta substituir t_1 por $t_3 = (t_1 + \frac{T}{2})$ na equação (63), já que essa corrente é um sinal periódico com período fundamental T . Os coeficientes I_{s_1} e I_{s_2} foram definidos em (54).

A equação diferencial da tensão de saída $V_{C_{nl}}(t)$ como função dos parâmetros da carga não-linear também pode ser encontrada substituindo (50) em (49). Isolando $V_{C_{nl}}(t)$ e sabendo que $v_s(t) = V_p \sin(\omega t)$:

$$C_{nl} R_s \frac{dV_{C_{nl}}}{dt} + \frac{R_{nl} + R_s}{R_{nl}} V_{C_{nl}} = v_s(t) = V_p \sin(\omega t). \quad (64)$$

Seguindo os mesmos procedimentos adotados para determinar a equação da corrente de entrada $i_s(t)$ e considerando como condição inicial o momento que os diodos começam a conduzir em t_1 , onde $V_{C_{nl}}(t_1) = v_s(t_1) = V_p \sin(\omega t_1)$, a expressão analítica que modela a tensão de saída $V_{C_{nl}}(t)$ no intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$ é dada por

$$V_{C_{nl}}(t) = V_{C_1} \cos(\omega t) + V_{C_2} \sin(\omega t) + (V_p \sin(\omega t_1) - V_{C_1} \cos(\omega t_1) - V_{C_2} \sin(\omega t_1)) e^{\frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl} R_s R_{nl}} (t_1 - t)}, \quad (65)$$

onde:

$$\begin{cases} V_{C_1} = \frac{-\omega C_{nl} R_s R_{nl}^2}{(\omega C_{nl} R_s R_{nl})^2 + (R_{nl} + R_s)^2} V_p, \\ V_{C_2} = \frac{R_{nl} (R_{nl} + R_s)}{(\omega C_{nl} R_s R_{nl})^2 + (R_{nl} + R_s)^2} V_p. \end{cases} \quad (66)$$

Como antes, para obter a expressão analítica que modela a tensão de saída $V_{C_{nl}}(t)$ no intervalo de condução $t_3 \leq t \leq t_4$, basta substituir t_1 por $t_3 = (t_1 + \frac{T}{2})$ e inverter o sinal na equação (65).

3.1.3 Tempo de descarga

Durante o tempo de descarga t_d ($0 \leq t \leq t_1$ e $t_2 \leq t \leq \frac{T}{2}$), tem-se que o capacitor se descarrega através da carga R_{nl} , ou seja, $I_{R_{nl}}(t) = -I_{C_{nl}}(t)$. A partir disso, chega-se nas expressões para a corrente de entrada $i_s(t)$ e para a tensão de saída $V_{C_{nl}}(t)$ dadas por (MANSOOR et al., 1995):

$$\begin{cases} i_s(t) = 0, & 0 \leq t \leq t_1, t_2 \leq t \leq \frac{T}{2}, \\ V_{C_{nl}}(t) = V_p \sin(\omega t_2) e^{\frac{\omega(t_2 - \frac{T}{2} - t)}{\omega C_{nl} R_{nl}}}, & 0 \leq t \leq t_1, \\ V_{C_{nl}}(t) = V_p \sin(\omega t_2) e^{\frac{\omega(t_2 - t)}{\omega C_{nl} R_{nl}}}, & t_2 \leq t \leq \frac{T}{2}. \end{cases} \quad (67)$$

3.1.4 Condições de fronteira

Os intervalos de condução t_1 e t_2 podem ser determinados resolvendo simultaneamente as seguintes condições de fronteira (MANSOOR et al., 1995):

$$\begin{cases} i_s(t_2) = 0, \\ V_p \sin(\omega t_1) = V_p \sin(\omega t_2) e^{\frac{\omega(t_2 - t_1 - \frac{T}{2})}{\omega C_{nl} R_{nl}}}. \end{cases} \quad (68)$$

Como a solução analítica desse sistema não é uma tarefa trivial, esses tempos podem ser calculados através de métodos numéricos como Newton-Raphson ou outro qualquer.

3.1.5 Resultados no domínio tempo

Considerando o exemplo da UPS de referência de 3,5 kVA usado na simulação e o método numérico iterativo de Newton-Raphson (ANTON; BIVENS; DAVIS, 2007) para resolver as equações dadas em (68), os tempos encontrados são:

$$\begin{cases} t_1 = 2,89 \text{ ms} \\ t_2 = 5,16 \text{ ms} \end{cases} \quad (69)$$

Aplicando o modelo teórico no exemplo e considerando a expressão para a corrente de entrada (63), para a tensão de saída (65), os tempos de condução t_1 , t_2 , $t_3 = (t_1 + \frac{T}{2})$, $t_4 = (t_2 + \frac{T}{2})$, os valores dos componentes da carga não-linear dados em (48) e sabendo que $V_p = V_{RMS}\sqrt{2} = 179,6 \text{ V}$, chega-se nos sinais ilustrados na Figura 12.

Pode-se observar que o resultado obtido na Figura 12 através das expressões analíticas é semelhante ao obtido na Figura 11 através da simulação do sistema, conforme mostra a comparação entre a corrente simulada e a teórica na Figura 13. O modelo matemático reproduz de forma fiel o comportamento periódico da corrente de entrada e da tensão de saída de uma carga não-linear. Com isso, a forma de onda desses sinais pode ser determinada apenas com o conhecimento dos valores dos componentes que compõem a carga não-linear de uma determinada UPS.

Além da análise matemática desses sinais no domínio do tempo, na sequência será feita uma análise no domínio da frequência com o objetivo de determinar o conteúdo harmônico do sinal de corrente.

Figura 12: Tensão e corrente calculadas para uma carga não-linear de referência.

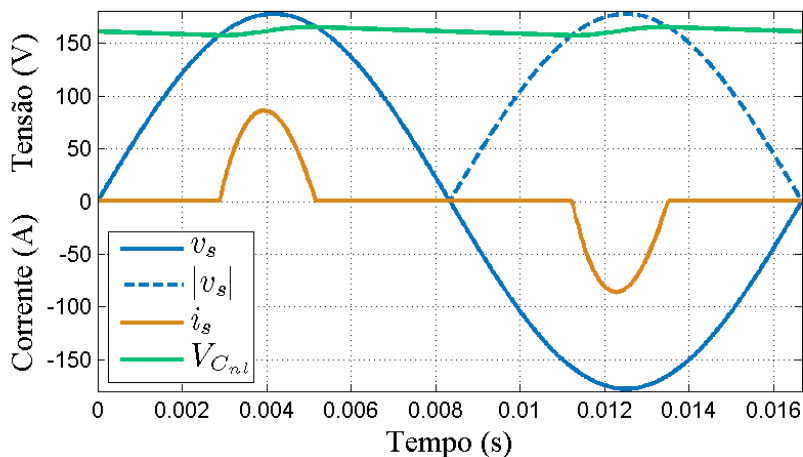
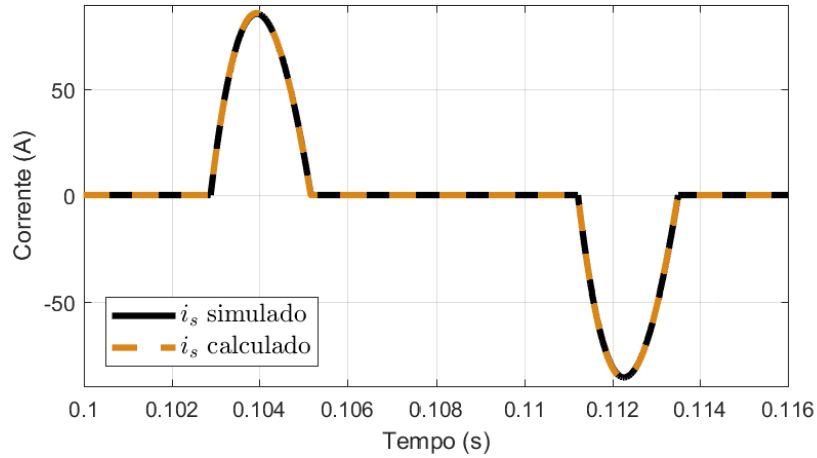


Figura 13: Comparação entre a corrente simulada e teórica.



3.2 ANÁLISE HARMÔNICA DO SINAL DE CORRENTE DA CARGA NÃO-LINEAR

A corrente de entrada da carga não-linear apresentada na Figura 12 possui uma forma de onda que se repete regularmente com um período T . Assim, para sinais determinísticos e periódicos, a série de Fourier pode ser usada como uma ferramenta para a caracterização desse sinal no domínio da frequência, representando-o como uma soma ponderada de infinitas senoides com frequências múltiplas inteiras da fundamental.

3.2.1 Série Exponencial de Fourier

A série exponencial de Fourier pode ser descrita pela equação de síntese

$$f(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} D_m e^{jm\omega t}, \quad (70)$$

na qual os coeficientes D_m estão relacionados com o sinal $f(t)$ através da equação de análise (LATHI, 2007):

$$D_m = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jm\omega t} dt. \quad (71)$$

Para facilitar os cálculos da série exponencial de Fourier, pode-se reescrever a expressão da corrente de entrada $i_s(t)$ apresentada em (63), usando a igualdade de Euler. Assim, em termos das exponenciais complexas $e^{j\omega t}$ e $e^{-j\omega t}$ (LATHI, 2007):

$$\begin{aligned} \cos(\omega t) &= \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}, \\ \text{sen}(\omega t) &= \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}. \end{aligned} \quad (72)$$

Resultando na seguinte expressão

$$i_s(t) = \gamma_1 e^{j\omega t} + \gamma_2 e^{-j\omega t} - \gamma_1 e^{j\omega t_1} e^{\gamma_3(t_1-t)} - \gamma_2 e^{-j\omega t_1} e^{\gamma_3(t_1-t)}, \quad (73)$$

onde:

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= \frac{I_{s1}}{2} + \frac{I_{s2}}{2j}, \\ \gamma_2 &= \frac{I_{s1}}{2} - \frac{I_{s2}}{2j}, \\ \gamma_3 &= \frac{R_{nl} + R_s}{C_{nl}R_sR_{nl}}.\end{aligned}\quad (74)$$

Os coeficientes da série exponencial de Fourier da corrente de entrada $f(t) = i_s(t)$ reescrita em (73) podem ser calculados usando a equação de análise dada em (71):

$$\begin{aligned}D_m &= \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} (\gamma_1 e^{j\omega t} + \gamma_2 e^{-j\omega t} - \gamma_1 e^{j\omega t_1} e^{\gamma_3(t_1-t)} - \gamma_2 e^{-j\omega t_1} e^{\gamma_3(t_1-t)}) e^{-jm\omega t} dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_3}^{t_4} (\gamma_1 e^{j\omega t} + \gamma_2 e^{-j\omega t} - \gamma_1 e^{j\omega t_3} e^{\gamma_3(t_3-t)} - \gamma_2 e^{-j\omega t_3} e^{\gamma_3(t_3-t)}) e^{-jm\omega t} dt \right],\end{aligned}\quad (75)$$

a qual pode ser reescrita na forma:

$$\begin{aligned}D_m &= \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} (\gamma_1 e^{j\omega(1-m)t} + \gamma_2 e^{-j\omega(1+m)t} - (\gamma_1 e^{(\gamma_3+j\omega)t_1} + \gamma_2 e^{(\gamma_3-j\omega)t_1}) e^{-(\gamma_3+jm\omega)t}) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_3}^{t_4} (\gamma_1 e^{j\omega(1-m)t} + \gamma_2 e^{-j\omega(1+m)t} - (\gamma_1 e^{(\gamma_3+j\omega)t_3} + \gamma_2 e^{(\gamma_3-j\omega)t_3}) e^{-(\gamma_3+jm\omega)t}) dt \right].\end{aligned}\quad (76)$$

Efetuada a integração tem-se

$$\begin{aligned}D_m &= \frac{1}{T} \left[\left(\frac{\gamma_1 e^{j\omega(1-m)t}}{j\omega(1-m)} - \frac{\gamma_2 e^{-j\omega(1+m)t}}{j\omega(1+m)} + \frac{(\gamma_1 e^{(\gamma_3+j\omega)t_1} + \gamma_2 e^{(\gamma_3-j\omega)t_1}) e^{-(\gamma_3+jm\omega)t}}{(\gamma_3 + jm\omega)} \right) \Big|_{t_1}^{t_2} \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{\gamma_1 e^{j\omega(1-m)t}}{j\omega(1-m)} - \frac{\gamma_2 e^{-j\omega(1+m)t}}{j\omega(1+m)} + \frac{(\gamma_1 e^{(\gamma_3+j\omega)t_3} + \gamma_2 e^{(\gamma_3-j\omega)t_3}) e^{-(\gamma_3+jm\omega)t}}{(\gamma_3 + jm\omega)} \right) \Big|_{t_3}^{t_4} \right],\end{aligned}\quad (77)$$

a qual, baseada no fato que $t_3 = (t_1 + \frac{T}{2})$ e $t_4 = (t_2 + \frac{T}{2})$, resulta em:

$$\begin{aligned}D_m &= \frac{1}{T} \left[\frac{\gamma_1 \left(1 + e^{j\omega(1-m)\frac{T}{2}} \right)}{j\omega(1-m)} (e^{j\omega(1-m)t_2} - e^{j\omega(1-m)t_1}) \right. \\ &\quad - \frac{\gamma_2 \left(1 + e^{-j\omega(1+m)\frac{T}{2}} \right)}{j\omega(1+m)} (e^{-j\omega(1+m)t_2} - e^{-j\omega(1+m)t_1}) \\ &\quad + \frac{\gamma_1 e^{(\gamma_3+j\omega)t_1} \left(1 + e^{j\omega(1-m)\frac{T}{2}} \right)}{(\gamma_3 + jm\omega)} (e^{-(\gamma_3+jm\omega)t_2} - e^{-(\gamma_3+jm\omega)t_1}) \\ &\quad \left. + \frac{\gamma_2 e^{(\gamma_3-j\omega)t_1} \left(1 + e^{-j\omega(1+m)\frac{T}{2}} \right)}{(\gamma_3 + jm\omega)} (e^{-(\gamma_3+jm\omega)t_2} - e^{-(\gamma_3+jm\omega)t_1}) \right].\end{aligned}\quad (78)$$

Para os coeficientes com $m = \pm 1$ ocorre uma indefinição por causa da divisão por zero. Então para esses valores de m é aplicado a regra de L'Hôpital (LATHI, 2007),

resultando em

$$D_{m-1} = \frac{1}{T} \left[\frac{2\gamma_1}{j2\omega} (e^{j2\omega t_2} - e^{j2\omega t_1}) + 2\gamma_2(t_2 - t_1) + \frac{2(\gamma_1 e^{(\gamma_3+j\omega)t_1} + \gamma_2 e^{(\gamma_3-j\omega)t_1})}{(\gamma_3 - j\omega)} (e^{-(\gamma_3-j\omega)t_2} - e^{-(\gamma_3-j\omega)t_1}) \right] \quad (79)$$

e

$$D_{m1} = \frac{1}{T} \left[2\gamma_1(t_2 - t_1) - \frac{2\gamma_2}{j2\omega} (e^{-j2\omega t_2} - e^{-j2\omega t_1}) + \frac{2(\gamma_1 e^{(\gamma_3+j\omega)t_1} + \gamma_2 e^{(\gamma_3-j\omega)t_1})}{(\gamma_3 + j\omega)} (e^{-(\gamma_3+j\omega)t_2} - e^{-(\gamma_3+j\omega)t_1}) \right]. \quad (80)$$

3.2.2 Resultados no domínio frequência

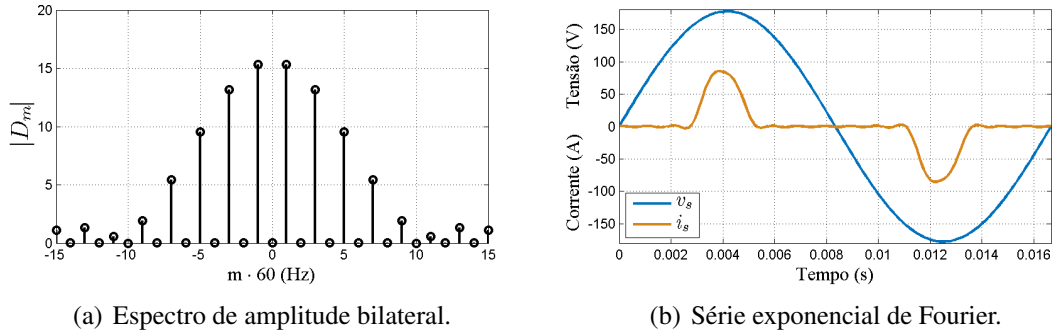
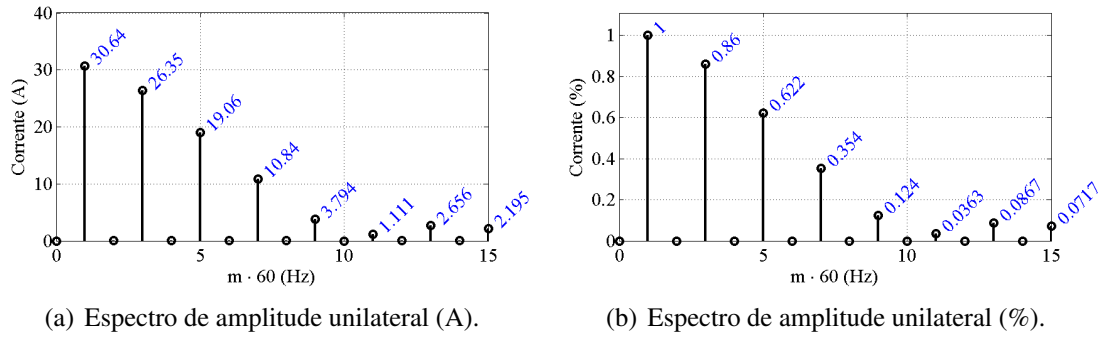
Para demonstrar a validade dos cálculos desenvolvidos, pode-se determinar o espectro de frequência do sinal de corrente $i_s(t)$. Partindo dos coeficientes D_m obtidos com (78), (79) e (80), é possível reconstruir o sinal de corrente a partir da relação (70). Para isso, serão considerados os seguintes parâmetros:

$$\begin{cases} T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 16,66 \text{ ms} \\ \omega = 2\pi f = 377 \text{ rad/s} \\ t_1 = 2,89 \text{ ms} \\ t_2 = 5,16 \text{ ms} \end{cases} \quad (81)$$

Na Figura 14 são apresentados o espectro de amplitude e o sinal de corrente reconstruído usando a série exponencial de Fourier para as quinze primeiras harmônicas que compõem esse sinal ($m = 15$). A Figura 14(a) apresenta o conteúdo harmônico da corrente drenada pela carga não-linear de uma UPS de 3,5 kVA quando alimentada por uma tensão senoidal com amplitude $V_p = 127\sqrt{2}$ V. Esse sinal apresenta componentes múltiplas ímpares da frequência fundamental (60 Hz). A partir da Figura 14(b), verifica-se que o sinal reconstruído da corrente de entrada com $m = 15$ usando a série exponencial de Fourier se aproxima do resultado obtido com as expressões analíticas apresentado na Figura 12. Ainda assim, pode-se observar pequenas ondulações na curva de corrente na Figura 14(b). Quanto mais componentes frequenciais forem consideradas ($m \rightarrow \infty$) na reconstrução do sinal da corrente, maior será a semelhança entre os resultados obtidos nos dois domínios.

Na Figura 15 são apresentados os espectros de amplitude unilateral com valores em ampere ($I_{dis,m}$) e normalizados pela componente fundamental de uma UPS de 3,5 kVA. Esses valores representam a distorção harmônica individual de cada uma das componentes harmônicas da corrente gerada pela carga não-linear.

Considerando os valores limites de distorção harmônica individual da tensão de saída definidos na norma IEC 62040-3 ($IHD_{std,m}$), a seguir será calculada a magnitude limite necessária para que uma determinada componente harmônica da corrente seja rejeitada e/ou atenuada. Também, será determinada a função de transferência entre a entrada de distúrbio e a tensão de saída de um sistema UPS.

Figura 14: Corrente de entrada com $m = 15$.Figura 15: Espectro de amplitude unilateral da corrente de entrada com $m = 15$.

3.3 NÍVEIS DE TENSÃO E CORRENTE POR COMPONENTE HARMÔNICA

A fonte de corrente $i_d(t)$ representa os distúrbios periódicos que a corrente de entrada $i_s(t)$ drenada pelas cargas não-lineares produz. Como analisado em (LORENZINI, 2015), essa corrente deforma a tensão de saída da UPS, o que prejudica o funcionamento dos equipamentos críticos quando a THD de tensão for elevada.

A resposta do sistema devido a entrada de distúrbio é obtida considerando a representação da UPS na forma de espaço de estados, dada em (12), a representação do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito no espaço de estados, dada em (22), e o sinal de controle definido em (26). Aplicando as definições apresentadas anteriormente de $u(t)$, $y_r(t)$, $e(t)$, $y_p(t)$ e reescrevendo $\dot{x}_p(t)$ e $\dot{x}_r(t)$, tem-se que:

$$\begin{cases} \dot{x}_p(t) = (A_p + B_p k_p - B_p D_r C_p) x_p(t) + B_p C_r x_r(t) + B_p D_r r(t) + B_d i_d(t) \\ \dot{x}_r(t) = A_r x_r(t) - B_r C_p x_p(t) + B_r r(t) \end{cases} \quad (82)$$

Considerando o vetor do estado aumentado $x_a(t) = [x'_p(t) \ x'_r(t)]' \in \mathbb{R}^{2n+2}$ e o diagrama de blocos do sistema em malha fechada apresentado na Figura 8, tem-se a seguinte realização no espaço de estados:

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = \begin{bmatrix} A_p(Y_{max}) + B_p k_p - B_p D_r C_p & B_p C_r \\ -B_r C_p & A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ x_r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_p D_r \\ B_r \end{bmatrix} r(t) + \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix} i_d(t) \\ y_p(t) = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ x_r(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (83)$$

Pode-se calcular o modelo do sistema devido apenas ao distúrbio, considerando a entrada de referência nula ($r(t) = 0$), dado por

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = \begin{bmatrix} A_p(Y_{max}) + B_p k_p - B_p D_r C_p & B_p C_r \\ -B_r C_p & A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ x_r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix} i_d(t) \\ y_p(t) = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ x_r(t) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (84)$$

A Figura 5 apresenta o sistema em malha fechada com as funções de transferência do controlador $G_c(s)$, da planta $G_p(s)$ e do distúrbio $G_{i_d}(s)$. Considerando os sinais exógenos, referência e distúrbio, a saída do sistema é dada por

$$Y_p(s) = T_r(s)R(s) + T_{i_d}(s)I_d(s), \quad (85)$$

e a função de transferência da entrada de distúrbio para a tensão de saída do sistema por:

$$T_{i_d}(s) = \frac{Y_p(s)}{I_d(s)} = \frac{G_{i_d}(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}. \quad (86)$$

A função $T_{i_d}(s)$ pode ser calculada a partir da representação do sistema no espaço de estados (84). Assim, chega-se na seguinte função de transferência da entrada de distúrbio para a tensão de saída do sistema:

$$T_{i_d}(s) = C_p [(sI - A_p - B_p k_p) + (B_p C_r (sI - A_r)^{-1} B_r C_p + B_p D_r C_p)]^{-1} B_d \quad (87)$$

A Figura 16 ilustra como os harmônicos ímpares da corrente de distúrbio se relacionam com os harmônicos ímpares da tensão de saída de uma UPS. A magnitude de $T_{i_d}(jm\omega)$ em uma dada frequência é resultado da combinação de três parâmetros de projeto: dos coeficientes de amortecimento ξ_i (presentes na definição da matriz A_{r_i}), dos ganhos do controlador ressonante (C_{r_i} e D_r) e do ganho de realimentação de estados da planta (K_p).

Observe que $T_{i_d}(jm\omega)$ é uma função de transferência que relaciona a tensão gerada na saída da planta causada pela corrente de distúrbio. Desta forma, a distorção harmônica de tensão causada pela harmônica de corrente de ordem m pode ser determinada como:

$$\begin{aligned} IHD_{v,m} &= \left(\frac{V_m}{V_p} \right) 100\% = \left(\frac{I_{dis,m} |T_{i_d}(jm\omega)|}{V_p} \right) 100\%, \\ IHD_{v,m} &= \left(\frac{I_{dis,m}}{V_p} \right) |T_{i_d}(jm\omega)| 100\%, \\ IHD_{v,m} &= IHD_{id,m} |T_{i_d}(jm\omega)| 100\%. \end{aligned} \quad (88)$$

Figura 16: Relação entre a corrente de distúrbio com a tensão de saída.

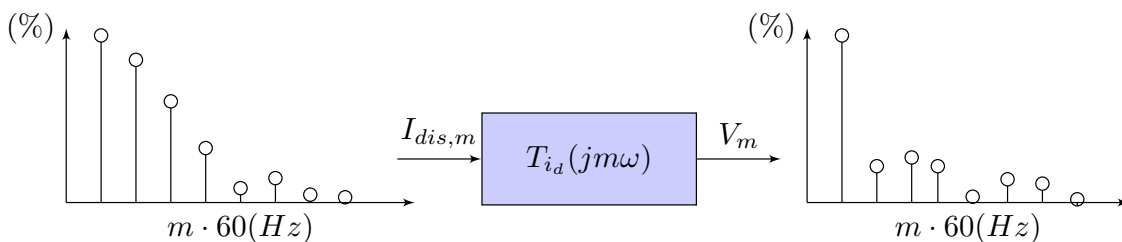


Tabela 2: Níveis de tensão e corrente por componente harmônica.

Ordem da harmônica	Contribuição gerada pela corrente de distúrbio	Distorção harmônica nominal	Limites da IEC 62040-3 para a tensão de saída	Atenuação necessária para $T_{id}(jm\omega)$
m	$I_{dis,m}$ [A]	$IHD_{id,m}$ [%]	$IHD_{std,m}$ [%]	Mag_m [dB]
3	26,35	14,67	5	-9,35
5	19,06	10,61	6	-4,95
7	10,84	6,03	5	-1,63
9	3,79	2,11	1,5	-2,97
11	1,11	0,62	3,5	15,05
13	2,65	1,48	3	6,14
15	2,19	1,22	0,3	-12,20

Fonte: adaptada da norma (IEC, 2011).

Note que

$$IHD_{id,m} = \left(\frac{I_{dis,m}}{V_p} \right) 100\% \quad (89)$$

corresponde à IHD causada pela harmônica de corrente de ordem m caso não ocorra atenuação por parte da planta e do controlador ($|T_{id}(jm\omega)| = 1$). Assim, na sequência deste trabalho, este termo será referido como distorção harmônica nominal.

Por exemplo, a terceira harmônica da Figura 15(a) possui amplitude de 26,35 A, a qual corresponde a uma distorção harmônica em relação a $V_p = 127\sqrt{2}$ de 14,67%. Levando em conta os limites da norma IEC 62040-3, o controlador (C_{r_i} , D_r e K_p) deve ser projetado de forma que os 14,67% de distorção da terceira harmônica sejam reduzidos a, no mínimo, 5%. Assim, considerando os limites de distorção da tensão de saída definidos na norma IEC 62040-3 ($IHD_{std,m}$) e os valores da distorção harmônica nominal ($IHD_{id,m}$) obtidos através de (89), chega-se a magnitude necessária de $T_{id}(jm\omega)$ em dB para atenuar uma componente harmônica de distúrbio:

$$Mag_m = 20 \log \left(\frac{IHD_{std,m}}{IHD_{id,m}} \right). \quad (90)$$

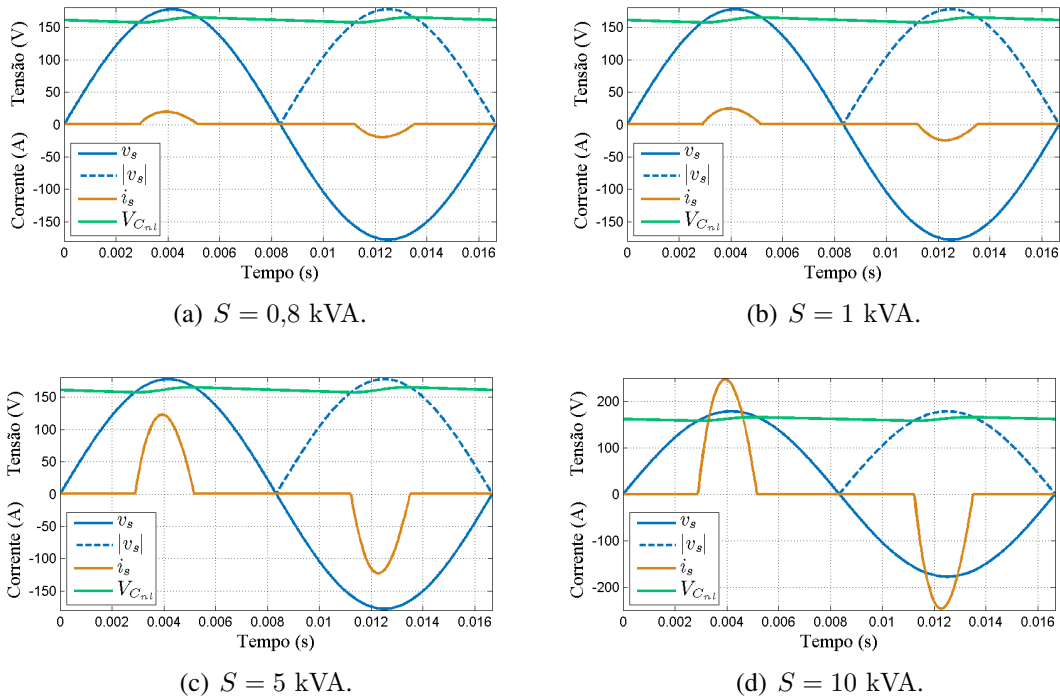
A Tabela 2 apresenta os valores da contribuição da corrente de distúrbio $I_{dis,m}$ da Figura 15(a), os valores da distorção harmônica nominal $IHD_{id,m}$, os limites da norma $IHD_{std,m}$ e as atenuações Mag_m calculadas com (90). Valores positivos de Mag_m significam que uma dada componente harmônica já causa uma distorção de tensão dentro dos limites da norma, podendo até mesmo ser amplificada.

A partir da Tabela 2, fica clara a importância de estudar o uso de controladores que atendam estes requisitos na $T_{id}(jm\omega)$. Para tanto, resta avaliar qual a magnitude em dB necessária para atenuar os distúrbios de corrente geradas por UPSs com diferentes potências e relacioná-los com os valores de magnitude da resposta em frequência para cada uma das componentes harmônicas.

3.3.1 UPSs com diferentes potências de saída

Nesta subseção serão consideradas UPSs com diferentes potências a fim de determinar a magnitude em dB necessária para atenuar os distúrbios de corrente através de (90). Considerando as equações da corrente de entrada (63) e da tensão de saída (65), chega-se nos gráficos da Figura 17 para diferentes valores de potência aparente. Os parâmetros

Figura 17: Corrente e Tensão para uma carga não-linear de referência.



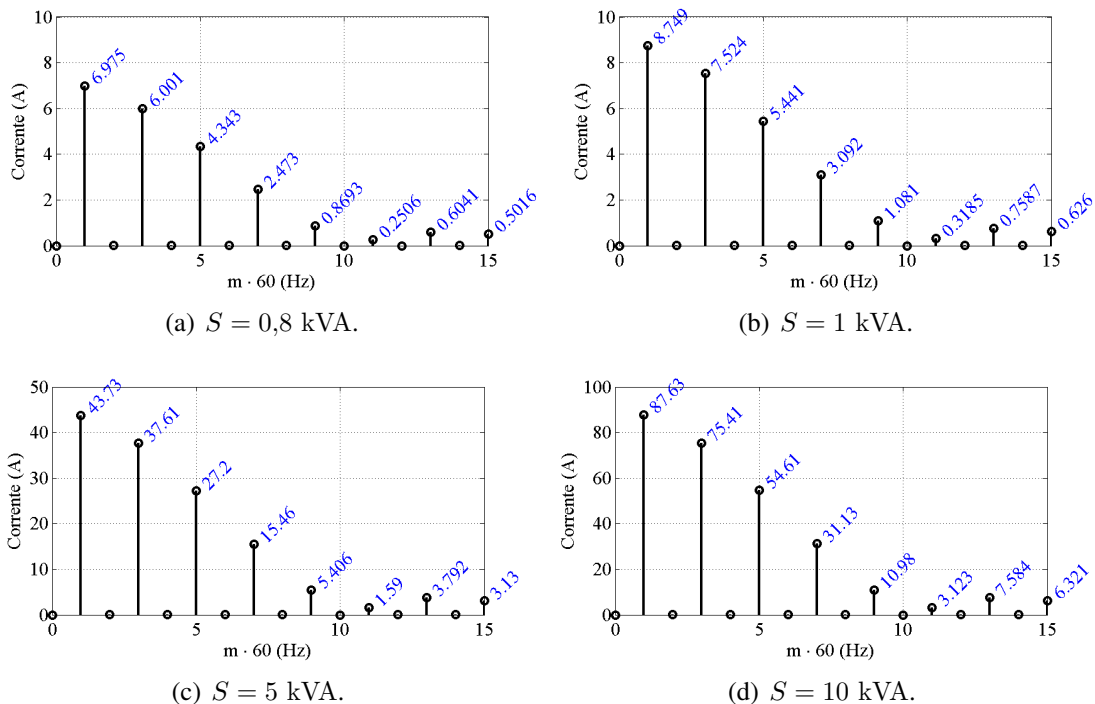
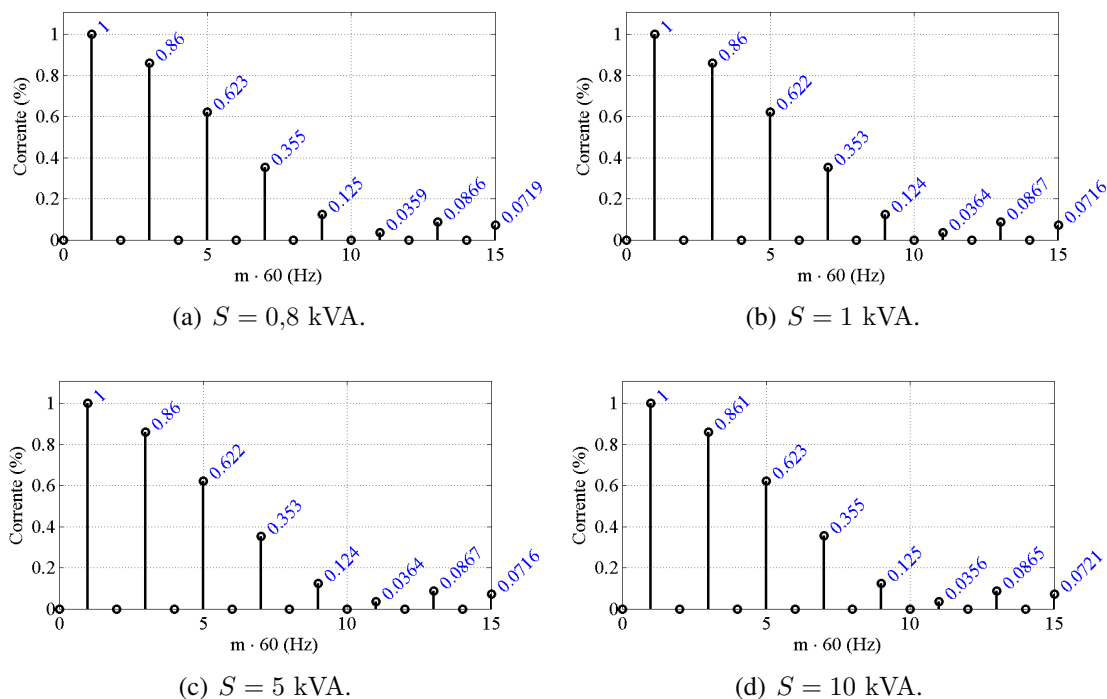
da carga em cada caso foram dimensionados adequadamente conforme as relações dadas em (9).

Observa-se na Figura 17 que o pico do sinal de corrente no domínio tempo cresce conforme a potência é aumentada. Isso significa que o conteúdo harmônico dessa corrente no domínio frequência também deve aumentar. Considerando as expressões dos coeficientes D_m obtidos em (78), (79) e (80), é possível determinar o conteúdo harmônico para cada uma das diferentes UPSs.

Na Figura 18 são apresentados os espectros de amplitude unilateral para cada uma das potências consideradas. Segue que as harmônicas de corrente mantém a proporção existente entre as potências, ou seja, o espectro de amplitude da corrente de uma UPS de 10 kVA é dez vezes maior que o respectivo espectro de uma UPS de 1 kVA, conforme as Figuras 18(b) e 18(d). Os resultados do equacionamento analítico apresentados nas Figuras 17 e 18 são corroborados com os resultados obtidos via simulação no Matlab/Simulink (R2017a) e apresentados no Apêndice A.

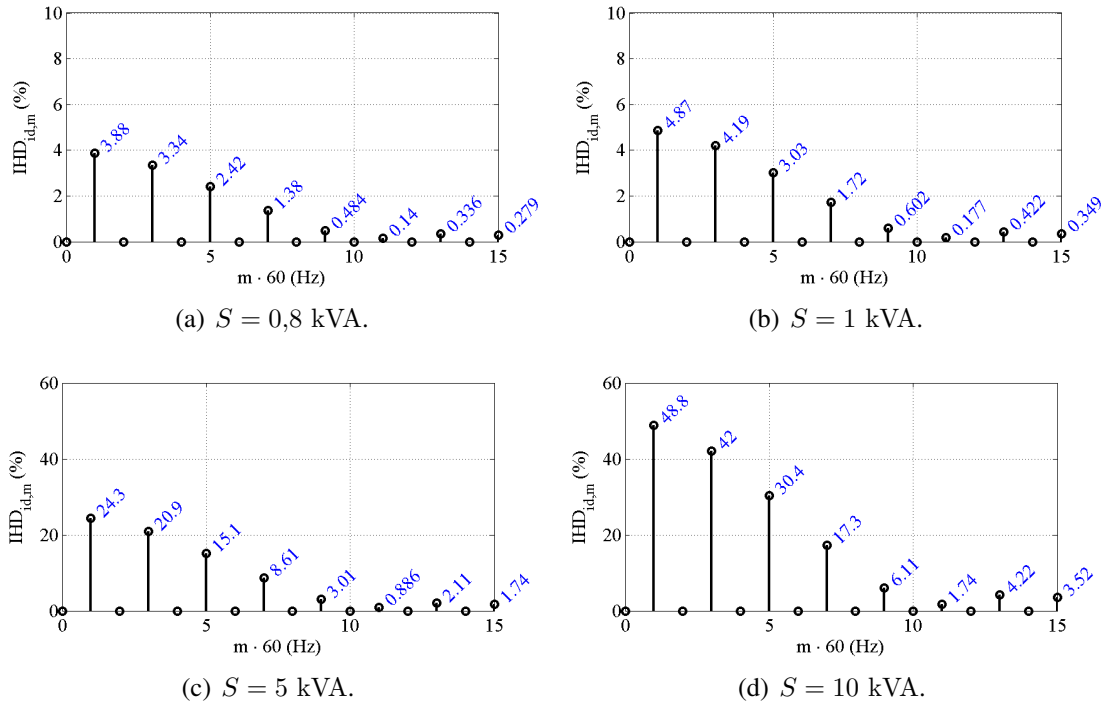
Na Figura 19 são apresentados os espectros de amplitude unilateral com valores normalizados pela componente fundamental da corrente para cada uma das potências aparentes. Pode-se observar que as harmônicas apresentam praticamente a mesma contribuição harmônica percentual independente da potência considerada. Isso resulta do fato de que a amplitude das harmônicas de corrente mantém a proporção existente entre as diferentes potências e entre si, conforme comentado na Figura 18. Outra consideração importante neste sentido é que a carga não-linear de referência sempre é dimensionada de acordo com o Anexo E da norma IEC 62040-3 através das fórmulas fornecidas em (9). Assim, o valor dos elementos que compõem a carga não-linear é proporcional a potência aparente utilizada.

Na Figura 20 são apresentados os valores da distorção harmônica nominal ($IHD_{id,m}$) para diferentes valores de potência. A partir desses valores, de (90) e considerando ape-

Figura 18: Espectro de amplitude da corrente de entrada (A) com $m = 15$.Figura 19: Espectro de amplitude da corrente de entrada (%) com $m = 15$.

nas as frequências harmônicas de maior contribuição do sinal de distúrbio, a Tabela 3 apresenta a magnitude necessária para que um distúrbio de corrente seja atenuado para cada um dos valores de potência aparente considerados. Então, pode-se concluir que sempre que a magnitude da resposta em frequência da função de transferência $T_{id}(jm\omega)$ apresentar os valores dos limitantes definidos na Tabela 3, os distúrbios de corrente se-

Figura 20: Distorção harmônica nominal para diferentes potências.

Tabela 3: Limitante superior de $|T_{id}(jm\omega)|$ para UPSs de diferentes potências.

Potência Aparente (R_s ; R_{nl} ; C_{nl})	Limitante superior			
	S [kVA] (R_s [Ω]; R_{nl} [Ω]; C_{nl} [μF])	Mag_3 [dB]	Mag_5 [dB]	Mag_7 [dB]
0,5 (1,290; 72,48; 1724)	7,56	11,95	15,28	13,95
0,8 (0,806; 45,47; 2749)	3,51	7,89	11,20	9,62
1,0 (0,645; 36,24; 3449)	1,54	5,94	9,26	7,93
3,5 (0,184; 10,35; 12071)	-9,35	-4,95	-1,63	-2,97
5,0 (0,129; 7,25; 17245)	-12,44	-8,04	-4,72	-6,05
10,0 (0,064; 3,62; 34489)	-18,48	-14,09	-10,80	-12,20

ção atenuados e, como consequência, os requisitos de desempenho da tensão de saída definidos na norma IEC 62040-3 atendidos.

Os valores da Tabela 3 corroboram a relação de proporção existente entre as potências e harmônicas de corrente. Tomando como base a UPS de 1 kVA, então a $IHD_{id,m}$ para uma dada potência aparente S (em kVA) pode ser calculada como $IHD_{id,m} = S IHD_{id,m|1 \text{ kVA}}$ e, consequentemente,

$$\text{Mag}_m = 20 \log \left(\frac{IHD_{std,m}}{S IHD_{id,m|1 \text{ kVA}}} \right). \quad (91)$$

A partir das propriedades dos logaritmos, segue que

$$\text{Mag}_{m|S \text{ kVA}} = \text{Mag}_{m|1 \text{ kVA}} - 20 \log(S). \quad (92)$$

A relação (92) pode ser verificada pelos resultados da Tabela 3, onde a $\text{Mag}_{m|10 \text{ kVA}}$

apresenta uma relação de -20 dB em relação a $\text{Mag}_{m|1 \text{ kVA}}$.

Esses valores são limites teóricos considerando "correntes ideais" provocadas por uma "tensão de saída ideal". Na prática, isso somente é possível para infinitos controladores ressonantes com magnitude infinita nas frequências de interesse. A deformação da tensão de saída, as não-linearidades e o efeito colchão d'água fazem com que esses valores possam ser diferentes, portanto recomenda-se o uso de uma margem de segurança em relação aos limites da Tabela 3.

3.4 VALIDAÇÃO DO MÉTODO

Nesta seção será avaliada a magnitude em dB gerada por diferentes coeficientes de amortecimento através de ensaios de simulação e experimentais. Para realizar esse estudo, será considerada a *UPS* de referência de 3,5 kVA e a função de transferência da corrente de distúrbio para a tensão de saída do sistema $T_{id}(jm\omega)$ definida em (87).

3.4.1 Descrição dos Parâmetros

Os valores dos parâmetros que serão utilizados nos ensaios de simulação e implementação são dados na Tabela 4. Estes valores correspondem aos valores nominais dos parâmetros da bancada de testes usada para a validação experimental do método proposto e são independentes da potência aparente e do filtro de saída das *UPSs* consideradas. A Tabela 5 apresenta os parâmetros do filtro de saída e da carga não-linear de referência considerados nos ensaios de acordo com a norma *IEC 62040-3*.

3.4.2 Ambiente de Simulação

O ambiente de simulação utilizado é proveniente de trabalhos anteriores realizados pelo GCAR. Maiores informações podem ser obtidas em (CARVALHO, 2013) e (BONAN, 2010). O ambiente consiste no processo de co-simulação entre os *softwares* MatLab/Simulink (R2010a) e PSIM (9.0.3.464).

No MatLab é feita a implementação do controlador, o acionamento das cargas e a medição dos resultados numéricos. No PSIM são implementadas as cargas não-lineares (Figura 3) e o modelo do inversor de meia ponte (Figura 4). O diagrama de blocos do sistema em malha fechada implementado no Simulink é apresentado na Figura 21. O bloco laranja faz a integração do MatLab com o PSIM, através da ferramenta *SimCoupler*.

Tabela 4: Parâmetros fixos do sistema.

Símbolo	Parâmetro	Valor
$\cos \phi$	Fator de potência de saída	0,7
f	Frequência da tensão de saída	60 Hz
f_s	Frequência de chaveamento do <i>PWM</i>	10,8 kHz
f_a	Frequência de amostragem	21,6 kHz
V_{cc}	Tensão do barramento CC	520 V
V_{RMS}	Valor eficaz da tensão de saída	127 V
C_1, C_2	Capacitâncias do barramento CC	6600 μF

Tabela 5: Parâmetros da *UPS* de referência de 3,5 kVA.

Símbolo	Parâmetro	Valor
L_f	Indutância do filtro de saída	1 mH
R_{L_f}	Resistência do indutor do filtro de saída	15 m Ω
C_f	Capacitância do filtro de saída	300 μ F
Y_{min}	Admitância mínima	0,0001 S
Y_{max}	Admitância máxima	0,1519 S
R_{s_1}	Resistência série 25% da carga não-linear	0,73 Ω
R_{s_2}	Resistência série 75% da carga não-linear	0,25 Ω
C_{nl_1}	Capacitância 25% da carga não-linear	3007 μ F
C_{nl_2}	Capacitância 75% da carga não-linear	9021 μ F
R_{nl_1}	Resistência 25% da carga não-linear	41,57 Ω
R_{nl_2}	Resistência 75% da carga não-linear	13,86 Ω

3.4.3 Setup Experimental

A *UPS* de 3,5 kVA está instalada no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), conforme ilustrado na Figura 22, e foi produzida pela empresa CP Eletrônica (*Schneider Electric* - Porto Alegre/RS). A aquisição de dados (tensão de saída, corrente no indutor) e a transmissão do sinal *PWM* ao inversor foram realizados por meio de uma placa *dSPACE* (DS1104 Board). Os canais *ADC* da *dSPACE* possuem resolução de 12 Bits e taxa de aquisição limite de 22000 amostras/seg através dos quais são obtidas as amostras dos sinais de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro *LC*, e corrente de saída. O processamento dos sinais é realizado em tempo real em conjunto com o *software* Matlab. A versão discreta do controlador múltiplo-ressonante é obtida através da aproximação de Tustin com *prewarping* usando um período de amostragem de $T_s = 46,3 \mu$ s.

A *UPS* utilizada nos experimentos é constituída por um retificador trifásico que alimenta o barramento *CC*. O barramento é composto de seis capacitores eletrolíticos, totalizando duas capacitâncias de 6600 μ F cada. Ela é composta ainda por dois *IGBT*s na

Figura 21: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada implementado no Simulink.

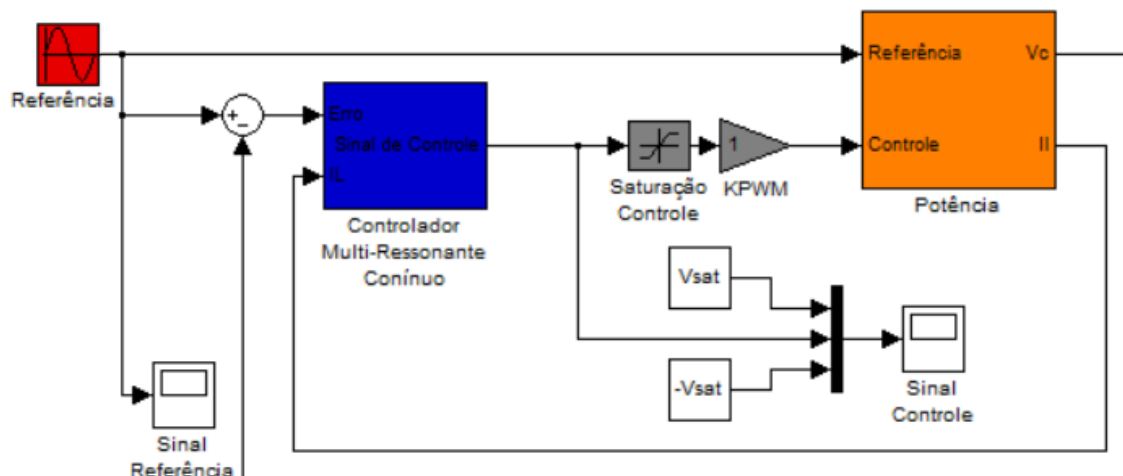
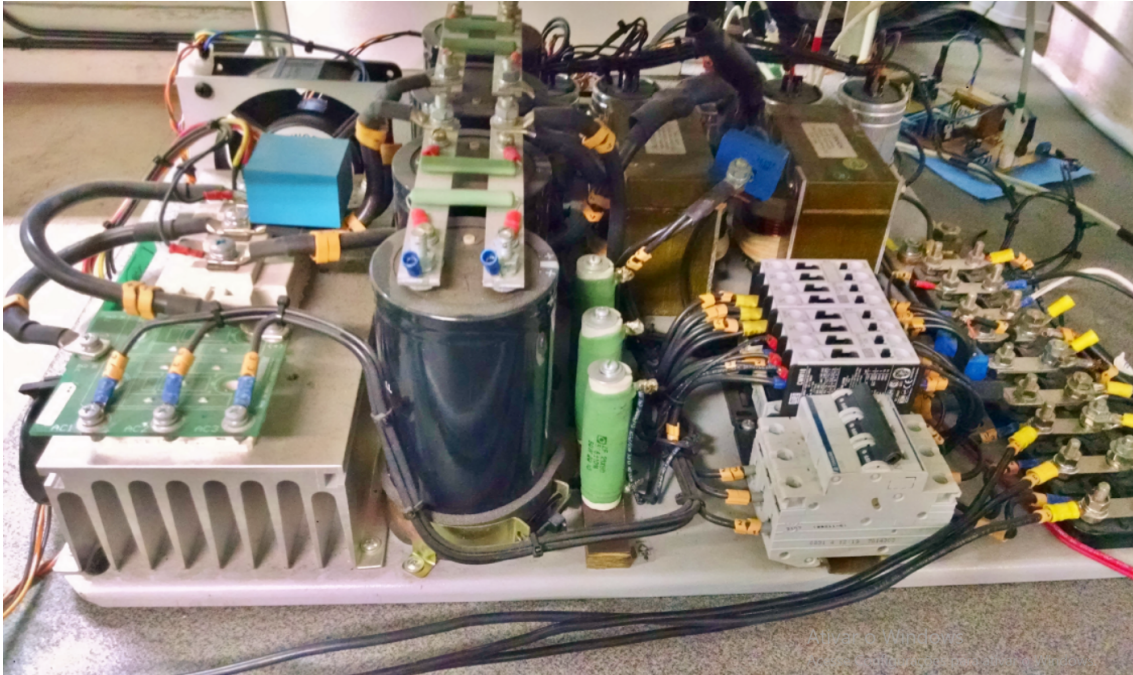


Figura 22: UPS de referência de 3,5 kVA.



configuração de meia-ponte e um filtro LC . O chaveamento dos $IGBT$ s é realizado pelo sinal PWM proveniente da $dSPACE$, através de *drivers* de acionamento.

Para a medição dos resultados de desempenho estático foram utilizados os seguintes equipamentos: um osciloscópio *Tektronics* TDS 2014, uma ponteira para medição de corrente Fluke 80i-110s, um multímetro Fluke 179 *True RMS* e um analisador de qualidade de energia Fluke 43B. Os resultados de desempenho dinâmico foram avaliados com a aquisição através da placa $dSPACE$ e com o auxílio do Matlab.

Abaixo estão os resultados dos ensaios de simulação e experimentais com o controlador múltiplo-ressonante de ganho finito sintonizado na frequência fundamental, na terceira, na quinta e sétima harmônicas alimentando uma carga não-linear. O controlador utilizado foi projetado considerando os parâmetros da UPS de 3,5 kVA, apresentados na Tabela 4 e Tabela 5, por meio da solução de um problema de otimização convexa sujeito a restrições LMI s e assumindo $\sigma = 30$, $r = 5000$, $C_z = 5$ e $D_z = 1$.

3.4.4 Dois modos ressonantes

Estes ensaios foram realizados com o controlador múltiplo-ressonante sintonizado na frequência fundamental e na 3ª harmônica. O valor do coeficiente de amortecimento da frequência fundamental é mantido constante em $\xi_1 = 0,000$, de forma que, caso não ocorra distúrbio, o seguimento é garantido com erro nulo. O controlador ressonante de dois modos rejeita apenas os distúrbios da 3ª harmônica e por isso somente essa frequência é avaliada nos ensaios abaixo.

A Tabela 6 apresenta os resultados obtidos via simulação, sendo que na primeira coluna estão os valores dos coeficientes de amortecimento da 3ª harmônica utilizados nos ensaios. Na segunda coluna estão os valores de IHD_3 da tensão de saída do sistema para a 3ª harmônica. Os valores de $|T_{i_d}(j3\omega)|$ apresentados na terceira coluna representam a magnitude da resposta em frequência da função de transferência dada por (87) para cada um dos valores de ξ_3 .

Pode-se observar na Tabela 6 que quando for aplicado ganho infinito na frequência do

Tabela 6: Resultados de simulação para dois modos ressonantes.

Norma	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]
(IEC, 2011)	5,00	-9,35
$\xi_1 = 0,000$		
$\xi_3 = 0,000$	0,00	-275,97
$\xi_3 = 0,003$	0,36	-30,65
$\xi_3 = 0,007$	1,03	-21,86
$\xi_3 = 0,010$	1,69	-17,96
$\xi_3 = 0,014$	2,99	-13,76
$\xi_3 = 0,016$	3,89	-11,96
$\xi_3 = 0,018$	4,83	-10,56
$\xi_3 = 0,020$	5,89	-9,25
$\xi_3 = 0,100$	8,81	-7,07

sinal a ser rejeitado ($\xi_3 = 0,000$), a magnitude da resposta em frequência de $T_{i_d}(jm\omega)$ é muito pequena ($|T_{i_d}(j3\omega)| = -275,97$ dB). Com isso, garante-se a completa rejeição do distúrbio na terceira harmônica e por isso o valor da IHD_3 da tensão de saída é igual a zero. Por outro lado, considerando o limitante superior apresentado na Tabela 3 para a UPS de 3,5 kVA ($Mag_3 = -9,35$ dB), o valor de $|T_{i_d}(j3\omega)|$ é bem menor do que o necessário para atenuar o distúrbio da 3ª harmônica.

Aplicando ganho finito através da variação de ξ_3 é possível notar que $|T_{i_d}(j3\omega)|$ tende a aumentar, assim como o distúrbio na IHD_3 . Quando $\xi_3 = 0,020$, a magnitude da resposta em frequência de $T_{i_d}(jm\omega)$ ($|T_{i_d}(j3\omega)| = -9,25$ dB) é maior do que o limitante superior ($Mag_3 = -9,35$ dB) necessário para atenuar o distúrbio da 3ª harmônica. Por conta disso, a $IHD_3 = 5,89$ % não atende o limite definido na norma de 5,00 %.

A Tabela 7 apresenta os resultados experimentais obtidos via implementação em la-

Tabela 7: Resultados experimentais para dois modos ressonantes.

Norma	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]
(IEC, 2011)	5,00	-9,35
$\xi_1 = 0,000$		
$\xi_3 = 0,000$	0,14	-275,97
$\xi_3 = 0,003$	0,22	-30,65
$\xi_3 = 0,007$	0,93	-21,86
$\xi_3 = 0,010$	1,71	-17,96
$\xi_3 = 0,020$	6,49	-9,25
$\xi_3 = 0,100$	9,85	-7,07

boratório, onde é possível verificar o mesmo comportamento observado nos resultados obtidos nas simulações. Quando a magnitude da resposta em frequência ($|T_{i_d}(j3\omega)|$) for superior a atenuação necessária (Mag_3), a IHD_3 não atende o limite definido na norma.

3.4.5 Três modos ressonantes

Estes ensaios foram realizados com o controlador múltiplo-ressonante sintonizado na frequência fundamental, na 3ª e na 5ª harmônicas. O valor do coeficiente de amortecimento da frequência fundamental é mantido contante em $\xi_1 = 0,000$ e da 3ª harmônica em $\xi_3 = 0,007$. O controlador ressonante de três modos rejeita apenas os distúrbios da 3ª e da 5ª harmônicas e por isso somente essas frequências serão avaliadas nos ensaios abaixo.

A Tabela 8 apresenta os resultados obtidos via simulação e a Tabela 9 os resultados obtidos via implementação em laboratório. Elas possuem a mesma lógica de construção conforme explicado para controladores com dois modos ressonantes, com a diferença de que a 5ª harmônica foi adicionada na análise. Em ambas as tabelas, verifica-se que a IHD_3 atende os requisitos definidos na norma, como esperado, pois em todos os ensaios os valores de $|T_{i_d}(j3\omega)|$ são inferiores aos de Mag_3 . Enquanto que a IHD_5 atende os requisitos da norma para os resultados obtidos via simulação, não atende para $\xi_5 = 0,020$ nos resultados experimentais. Isso decorre das diferenças existentes entre os ensaios de simulação e experimentais, apesar de apresentarem resultados similares e com o mesmo comporta-

Tabela 8: Resultados de simulação para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]	IHD_5 [%]	$ T_{i_d}(j5\omega) $ [dB]
	5,00	-9,35	6,00	-4,95
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007$				
$\xi_5 = 0,000$	1,21	-21,43	0,00	-266,32
$\xi_5 = 0,003$	1,21	-21,36	0,44	-24,52
$\xi_5 = 0,007$	1,15	-21,63	1,39	-15,33
$\xi_5 = 0,010$	1,11	-21,77	2,51	-10,93
$\xi_5 = 0,020$	0,79	-24,06	4,95	-6,48
$\xi_5 = 0,100$	0,85	-23,37	4,91	-6,47

Tabela 9: Resultados experimentais para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]	IHD_5 [%]	$ T_{i_d}(j5\omega) $ [dB]
	5,00	-9,35	6,00	-4,95
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007$				
$\xi_5 = 0,000$	1,07	-21,43	0,14	-266,32
$\xi_5 = 0,003$	1,07	-21,36	0,33	-24,52
$\xi_5 = 0,007$	1,13	-21,63	1,58	-15,33
$\xi_5 = 0,010$	1,07	-21,77	2,96	-10,93
$\xi_5 = 0,020$	0,69	-24,06	6,29	-6,48

mento. Em geral, os valores experimentais são maiores devido à possíveis diferenças no modelo usado nas simulações, na implementação prática das cargas não-lineares, na tolerância dos componentes e/ou a limitações de *hardware*. Além disso, a forma de onda de tensão é significativamente distorcida em relação à senoide nominal utilizada nos cálculos de Mag_5 .

3.4.6 Quatro modos ressonantes

Estes ensaios foram realizados com o controlador múltiplo-ressonante sintonizado na frequência fundamental, na 3ª, na 5ª e na 7ª harmônicas. O valor do coeficiente de amortecimento da frequência fundamental é mantido contante em $\xi_1 = 0,000$, da 3ª harmônica em $\xi_3 = 0,007$ e da 5ª em $\xi_5 = 0,007$. O controlador ressonante de quatro modos rejeita apenas os distúrbios da 3ª, da 5ª e da 7ª harmônicas e por isso somente essas frequências serão avaliadas nos ensaios abaixo.

A Tabela 10 apresenta os resultados obtidos via simulação, em que todas as IHD_m são atendidas conforme os requisitos definidos na norma. Isso decorre do fato de que, para toda a faixa $0 \leq \xi_7 \leq 0,1$, os valores de $|T_{i_d}(jm\omega)|$ são inferiores aos valores de referência da Tabela 3. A Tabela 11 apresenta os resultados obtidos via implementação em laboratório, onde se observa o mesmo comportamento obtido na simulação e, portanto, as mesmas conclusões.

No Apêndice B são apresentados resultados complementares aos ensaios de simulação e experimentais para todos os modos de ressonância discutidos acima, considerando diferentes combinações de valores para os coeficientes de amortecimento. Os ensaios

Tabela 10: Resultados de simulação para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]	IHD_5 [%]	$ T_{i_d}(j5\omega) $ [dB]	IHD_7 [%]	$ T_{i_d}(j7\omega) $ [dB]
	5,00	-9,35	6,00	-4,95	5,00	-1,63
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007$						
$\xi_7 = 0,000$	1,29	-21,03	1,71	-14,97	0,00	-271,50
$\xi_7 = 0,003$	1,27	-21,14	1,65	-15,06	0,32	-20,30
$\xi_7 = 0,007$	1,22	-21,36	1,54	-15,21	1,06	-10,51
$\xi_7 = 0,010$	1,14	-21,73	1,40	-15,46	1,81	-6,54
$\xi_7 = 0,020$	1,02	-22,65	1,24	-16,25	2,14	-5,71
$\xi_7 = 0,100$	1,06	-22,31	1,30	-15,88	2,11	-5,64

Tabela 11: Resultados experimentais para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]	IHD_5 [%]	$ T_{i_d}(j5\omega) $ [dB]	IHD_7 [%]	$ T_{i_d}(j7\omega) $ [dB]
	5,00	-9,35	6,00	-4,95	5,00	-1,63
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007$						
$\xi_7 = 0,000$	1,30	-21,03	2,04	-14,97	0,23	-271,50
$\xi_7 = 0,003$	1,28	-21,14	2,01	-15,06	0,49	-20,30
$\xi_7 = 0,007$	1,23	-21,36	1,84	-15,21	1,72	-10,51
$\xi_7 = 0,010$	1,08	-21,73	1,66	-15,46	2,95	-6,54
$\xi_7 = 0,020$	0,99	-22,65	1,37	-16,25	3,45	-5,71
$\xi_7 = 0,100$	0,95	-22,31	1,47	-15,88	3,74	-5,64

foram realizados com a *UPS* de referência de 3,5 kVA alimentado uma carga não-linear.

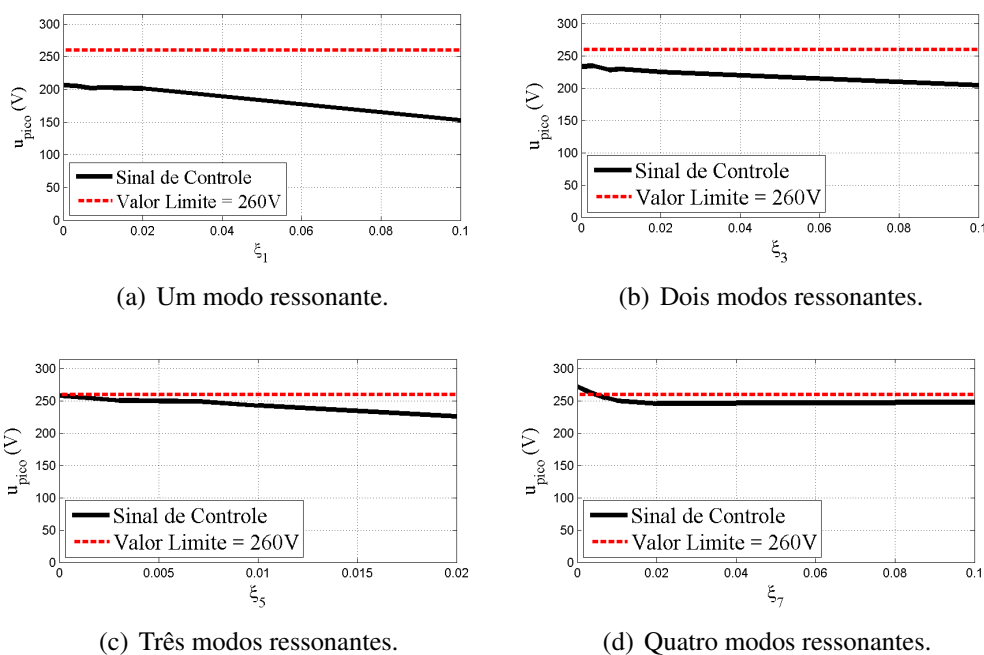
O Apêndice C apresenta resultados experimentais para os controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito alimentando uma carga não-linear. Nos resultados é possível observar o impacto causado pela redução no ganho dos controladores nos parâmetros de desempenho da tensão de saída da *UPS* de referência de 3,5 kVA, considerando as harmônicas ímpares não compensadas. Ainda, o efeito colchão d'água (*Waterbed Effect*) (ÅSTRÖM; MURRAY, 2008) é ilustrado experimentalmente, mostrando que o ganho infinito em uma dada frequência pode causar significativa piora no desempenho de rejeição de frequências mais altas. Entretanto, o relaxamento da condição de ganho infinito implica na redução do ganho nas harmônicas ímpares não compensadas. Isso possibilita atender os requisitos de *THD* e *IHD* da norma (IEC, 2011) com um número menor de modos ressonantes quando comparado a PEREIRA et al. (2014).

3.4.7 Análise do sinal de controle

Na Figura 23 são apresentados os gráficos com a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em regime permanente em relação a variação do valor do coeficiente de amortecimento (ξ_m) da última harmônica compensada. Os valores dos coeficientes de amortecimento das outras harmônicas atenuadas são fixos e dados por: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$ e $\xi_5 = 0,007$. Pode-se observar que a redução no amortecimento dos controladores faz diminuir a amplitude do sinal de controle, significando um menor esforço de controle. O Apêndice C apresenta resultados complementares considerando diferentes combinações de valores para os coeficientes de amortecimento.

A partir desta análise, verifica-se que com a escolha apropriada do valor do ξ_m é possível operar com tensões de link CC mais baixas do que as necessárias para a implementação do controlador ressonante de ganho infinito.

Figura 23: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_m .



3.4.8 Resultados de simulação e experimentais para a UPS de 3,5 kVA

Os resultados seguintes foram obtidos considerando a UPS com potência aparente de 3,5 kVA. Neste caso, será feita a comparação entre os resultados de simulação e experimentais.

3.4.8.1 Controlador com um modo ressonante

A Tabela 12 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático, onde são mostrados os ganhos obtidos e os valores de *THD* e *IHD* via simulação e ensaio experimental. A Figura 24 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída e o seu respectivo valor *RMS* para o ensaio experimental. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 25.

Os resultados de desempenho estático experimentais seguem um comportamento parecido com os de simulação, com taxas de distorções maiores em no máximo 1,2%. Conforme Tabela 12, os valores de *THD* e *IHD*₃ não atenderam os requisitos definidos pela IEC 62040-3 tanto na simulação quanto nos ensaios experimentais.

A Figura 26 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Pode-se verificar que os desvios percentuais não atendem os limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 tanto na simulação quanto nos ensaios experimentais. A amplitude do desvio de tensão experimental é equivalente ao de simulação.

Tabela 12: Resultados de *THD* e *IHD* para um modo ressonante.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$K = [-5,51 \quad -5,69 \quad -302,16 \quad 2761,04]$							
Simulação:							
$\xi_1 = 0,000$	9,2	8,63	2,84	0,89	1,03	0,24	0,45
Experimental:							
$\xi_1 = 0,000$	10,4	9,63	3,58	0,99	1,35	0,38	0,69

Figura 24: *THD* da tensão de saída e tensão *RMS* para um modo ressonante.

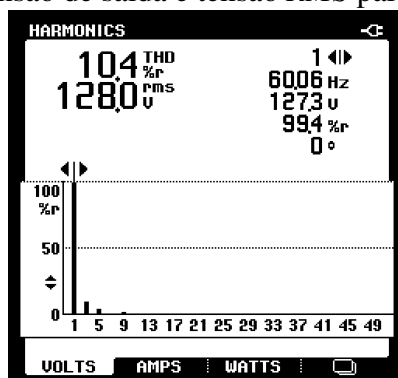
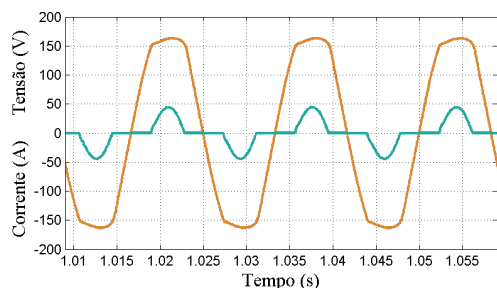
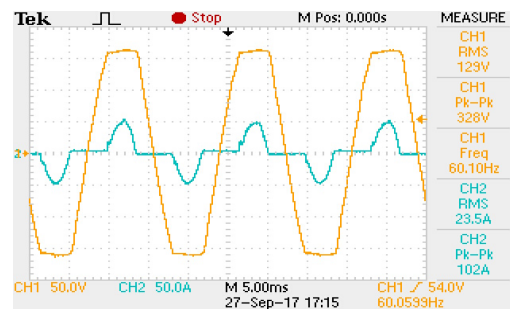


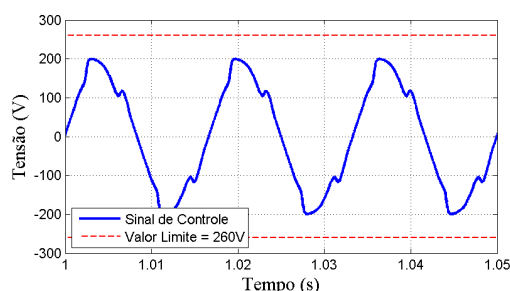
Figura 25: Resultados de simulação e experimentais para um modo ressonante.



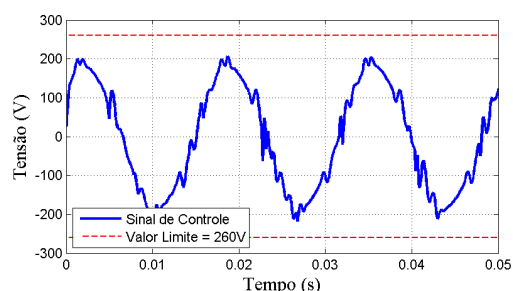
(a) Corrente e Tensão de saída via simulação.



(b) Corrente e Tensão de saída experimental.

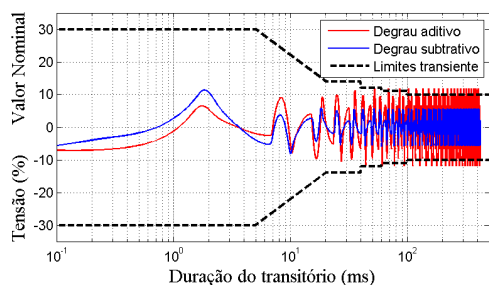


(c) Sinal de controle via simulação.

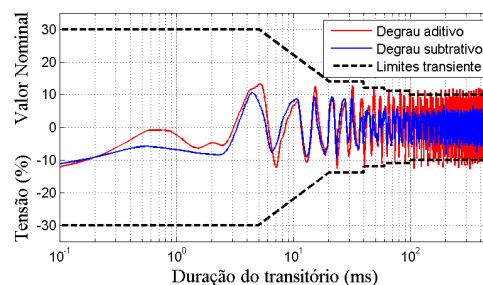


(d) Sinal de controle experimental.

Figura 26: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.



(a) Perfil do desvio de tensão via simulação.



(b) Perfil do desvio de tensão experimental.

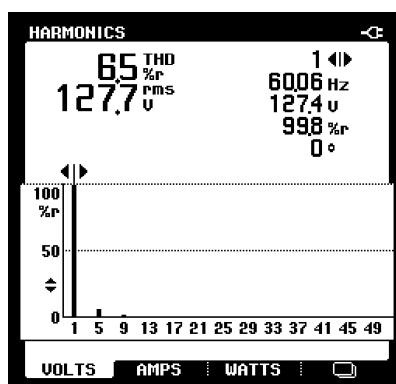
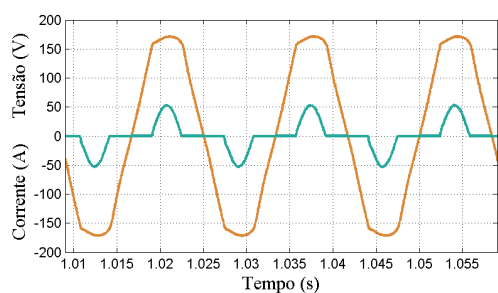
3.4.8.2 Controlador com dois modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência e na sua 3ª harmônica. A Tabela 13 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático, onde são mostrados os ganhos obtidos e os valores de THD e IHD via simulação e ensaio experimental. A Figura 27 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída e o seu respectivo valor RMS para o ensaio experimental usando um controlador ressonante de ganho finito. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 28.

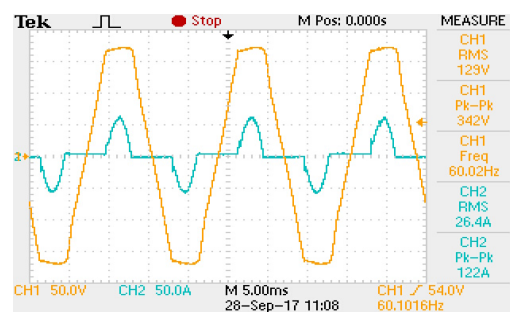
Os resultados de desempenho estático experimentais seguem um comportamento parecido com os de simulação, com taxas de distorções maiores em no máximo 1,3%, quando se compara os resultados obtidos com o controlador ressonante de ganho finito ($\xi_3 = 0,007$). As especificações definidas pela *IEC 62040-3* foram atendidas nas simula-

Tabela 13: Resultados de *THD* e *IHD* para dois modos ressonantes.

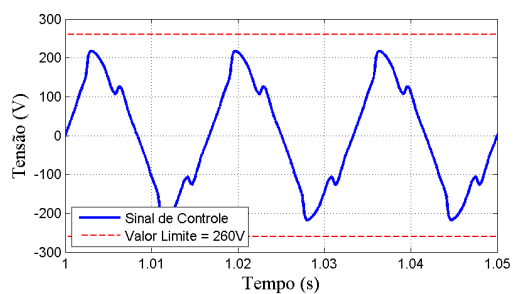
Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$K = [-5,46 \quad -5,61 \quad -74,15 \quad 1487,87 \quad -117,72 \quad 889,05]$							
Simulação: $\xi_1 = 0,000$							
$\xi_3 = 0,007$	5,17	1,03	4,83	0,42	1,26	0,49	0,38
Experimental: $\xi_1 = 0,000$							
$\xi_3 = 0,000$	6,90	0,14	6,42	1,21	1,40	1,06	0,47
$\xi_3 = 0,007$	6,50	0,93	6,06	0,90	1,44	0,90	0,52
$\xi_3 = 0,010$	6,50	1,71	5,85	0,76	1,44	0,88	0,61

Figura 27: *THD* da tensão de saída e tensão *RMS* para dois modos ressonantes quando $\xi_3 = 0,007$.Figura 28: Resultados de simulação e experimentais para dois modos ressonantes quando $\xi_3 = 0,007$.

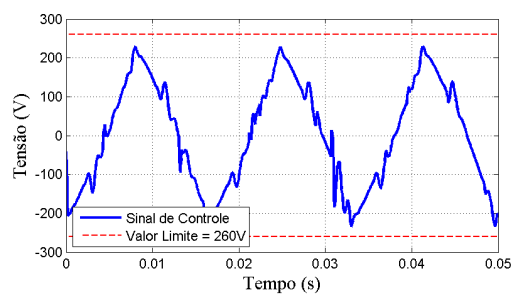
(a) Corrente e Tensão de saída via simulação.



(b) Corrente e Tensão de saída experimental.

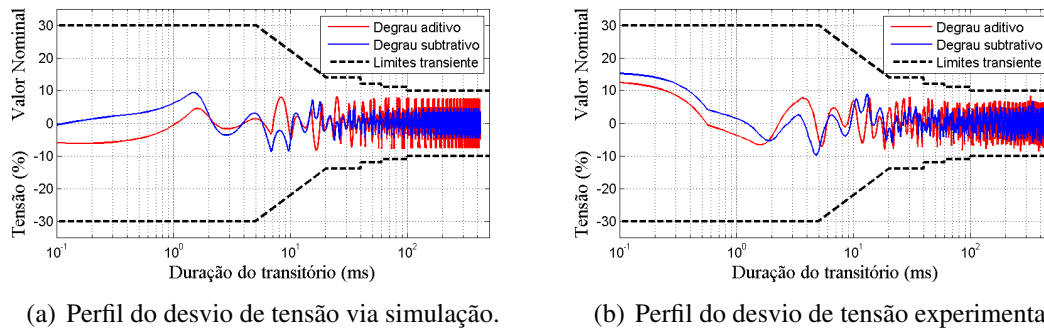


(c) Sinal de controle via simulação.



(d) Sinal de controle experimental.

Figura 29: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes quando $\xi_3 = 0,007$.



ções. Nos ensaios experimentais é feita a comparação entre os resultados obtidos usando um controlador de ganho infinito e dois de ganho finito. Pode-se observar a diminuição no valor da *THD*, embora ocorra o aumento na distorção da 3ª harmônica nos resultados utilizando ganho finito. A distorção da 5ª harmônica diminui, ficando no valor limite da norma para $\xi_3 = 0,007$, mas dentro dos limites para $\xi_3 = 0,010$. Esse comportamento ilustra o efeito colchão d'água, onde a atenuação da 3ª harmônica ocasiona o aumento da perturbação nas harmônicas não compensadas.

A Figura 29 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela *IEC 62040-3* tanto na simulação quanto no ensaio experimental.

3.4.8.3 Controlador com três modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3ª e na 5ª harmônicas. A Tabela 14 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático, onde são mostrados os ganhos obtidos e os valores de *THD* e *IHD* via simulação e ensaio experimental. A Figura 30 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída e o seu respectivo valor *RMS* para o ensaio experimental. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 31.

Os resultados de desempenho estático experimentais seguem um comportamento parecido com os de simulação, novamente com taxas de distorções maiores em no máximo 1,3%, quando se compara os resultados obtidos com o controlador ressonante de ganho

Tabela 14: Resultados de *THD* e *IHD* para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
$K = [-5,56 \quad -5,73 \quad -69,12 \quad 1398,36 \quad -137,54 \quad 873,34 \quad -194,40 \quad 547,08]$							
Simulação: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$							
$\xi_5 = 0,007$	2,97	1,15	1,39	2,02	0,67	0,88	0,08
Experimental: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$							
$\xi_5 = 0,000$	4,90	0,10	0,14	4,42	0,69	1,47	1,04
Experimental: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$							
$\xi_5 = 0,007$	4,20	1,13	1,58	3,33	0,45	1,37	0,64

Figura 30: THD da tensão de saída e tensão RMS para três modos ressonantes.

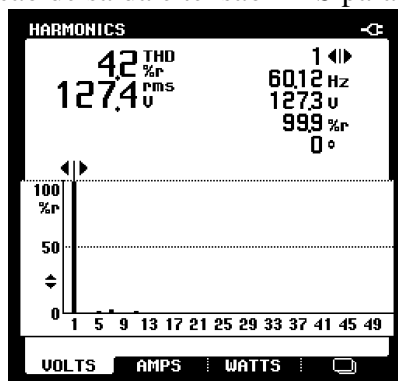
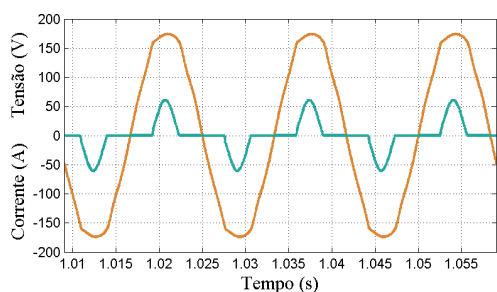
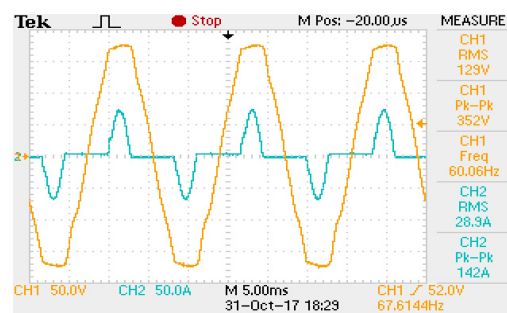


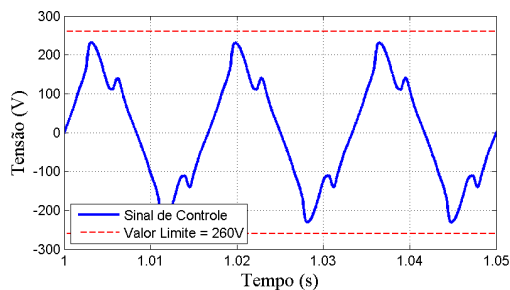
Figura 31: Resultados de simulação e experimentais para três modos ressonantes.



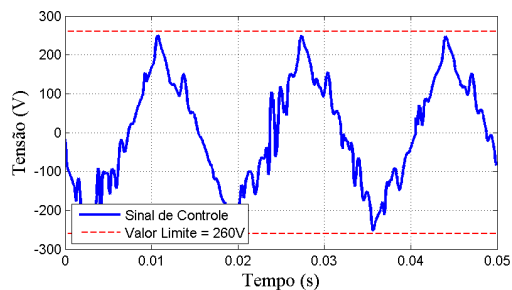
(a) Corrente e Tensão de saída via simulação.



(b) Corrente e Tensão de saída experimental.

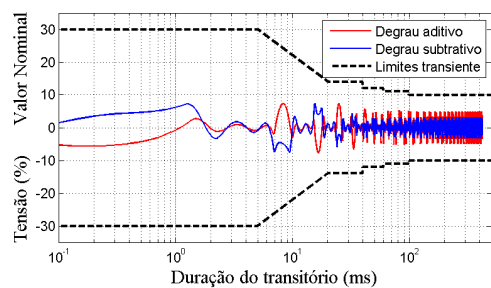


(c) Sinal de controle via simulação.

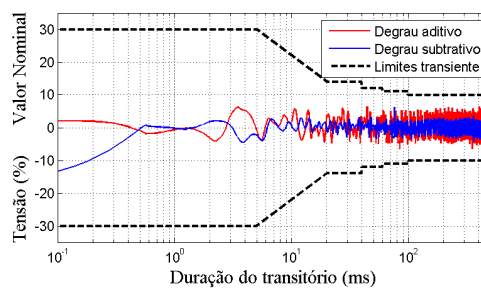


(d) Sinal de controle experimental.

Figura 32: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.



(a) Perfil do desvio de tensão via simulação.



(b) Perfil do desvio de tensão experimental.

finito. As especificações definidas pela *IEC 62040-3* foram atendidas na simulação e no ensaio experimental. A 3ª e a 5ª harmônicas são atenuadas, resultando em valores de *THD* menores. A *IHD*₅ é menor em relação ao caso com dois modos ressonantes, enquanto o valor das harmônicas não compensadas é maior, por conta do efeito colchão d'água.

A Figura 32 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais atendem os limites de transiente definidos pela *IEC 62040-3* tanto na simulação quanto no ensaio experimental. A amplitude do desvio de tensão experimental é semelhante ao obtido na simulação.

3.4.8.4 Controlador com quatro modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3ª, na 5ª e na 7ª harmônicas. A Tabela 15 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático, onde são mostrados os ganhos obtidos e os valores de *THD* e *IHD* via simulação e ensaio experimental. A Figura 33 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída e o valor *RMS* para o ensaio experimental usando um controlador de ganho finito. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 34.

Os resultados de desempenho estático experimentais seguem um comportamento parecido com os de simulação, com taxas de distorções maiores em no máximo 0,9%, quando se compara os resultados obtidos com o controlador de ganho finito. As especifici-

Tabela 15: Resultados de *THD* e *IHD* para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$K = [-5,61 \quad -5,78 \quad -65,07 \quad 1332,38 \quad -137,85 \quad 847,52 \quad -203,09 \quad 538,07 \quad -193,33 \quad 273,27]$							
Simulação: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,007$							
$\xi_7 = 0,007$	2,42	1,22	1,54	1,06	0,19	0,79	0,18
Experimental: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$; $\xi_5 = 0,000$							
$\xi_7 = 0,000$	4,30	0,10	0,16	0,17	3,84	0,97	1,32
Experimental: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,007$							
$\xi_7 = 0,007$	3,30	1,23	1,84	1,72	1,01	1,11	0,87

Figura 33: *THD* da tensão de saída e tensão *RMS* para quatro modos ressonantes.

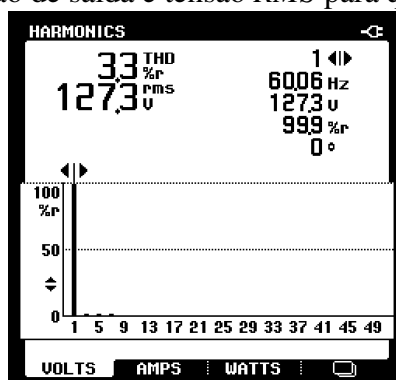
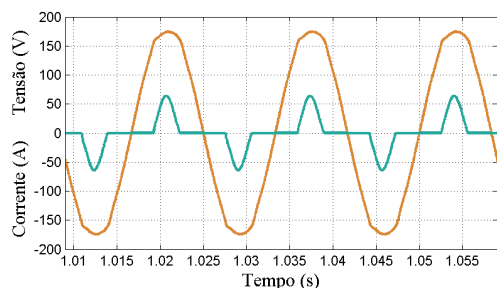
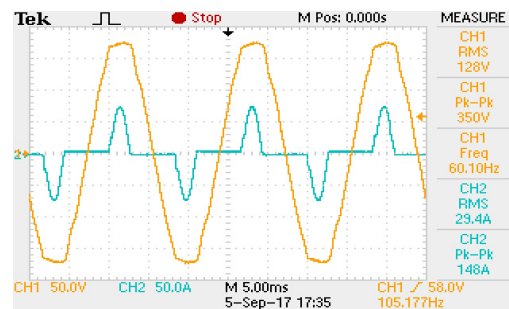


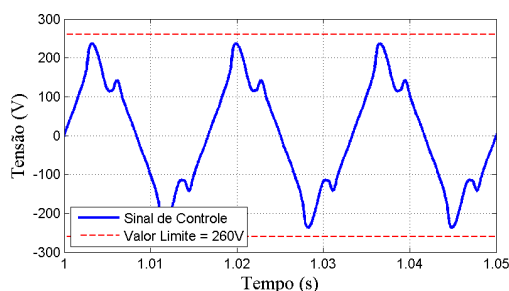
Figura 34: Resultados de simulação e experimentais para quatro modos ressonantes.



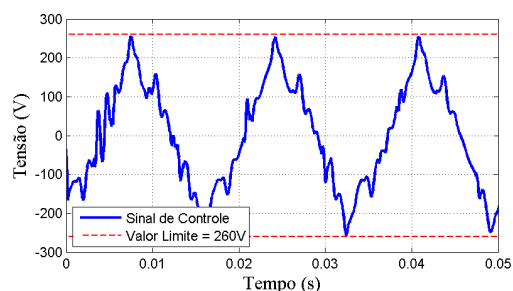
(a) Corrente e Tensão de saída via LMI.



(b) Corrente e Tensão de saída via LMI.

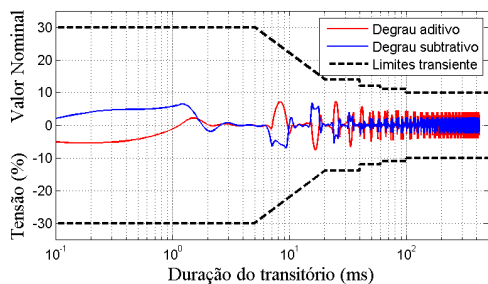


(c) Sinal de controle via LMI.

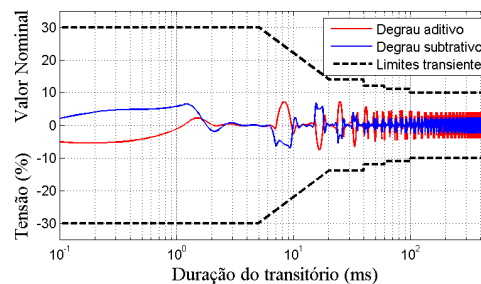


(d) Sinal de controle via LMI.

Figura 35: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.



(a) Perfil do desvio de tensão via LMI.



(b) Perfil obtido via Simulação.

cações definidas pela IEC 62040-3 foram atendidas tanto na simulação quanto no ensaio experimental com o controlador de ganho finito. A IHD_7 é menor em relação ao caso com três modos ressonantes, enquanto que o valor das harmônicas não compensadas é maior, devido ao efeito colchão d'água. O sinal de controle obtido no ensaio experimental apresenta a magnitude mais elevada, mas ainda dentro dos limites de saturação.

A Figura 35 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais atendem os limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 na simulação e no ensaio experimental com resultados semelhantes.

3.5 COMENTÁRIOS FINAIS

Neste capítulo realizou-se um estudo sobre as etapas de operação de uma carga não-linear de referência e determinou-se a expressão analítica da corrente de entrada drenada por essas cargas quando alimentadas por uma tensão senoidal. Na sequência, uma análise frequencial foi realizada para obter o conteúdo harmônico dessa corrente através da série exponencial de Fourier.

Com o conteúdo harmônico da corrente foi possível determinar a $IHD_{id,m}$ de cada uma das harmônicas e relacioná-las com a $IHD_{std,m}$ da tensão de saída definida na norma IEC 62040-3. A partir da relação obteve-se o limitante superior de magnitude necessária para que um determinado distúrbio harmônico de corrente fosse rejeitado e/ou atenuado.

Assim, pôde-se relacionar a magnitude da resposta em frequência da função de transferência da corrente de distúrbio para a tensão de saída, dada em (87), com os coeficientes de amortecimento. Verificou-se através dos resultados de simulação e experimentais considerando a UPS de referência de 3,5 kVA que o limite de atenuação das harmônicas de corrente possui relação direta com o valor dos coeficientes de amortecimento. Essa análise permite inferir os valores adequados para os coeficientes de amortecimento de forma a atenuar os harmônicos de corrente e atender os requisitos da norma, já que isso normalmente é feito de forma empírica.

Com isso, no próximo capítulo será demonstrada a formulação do método de sintonia para controladores de ganho finito. Serão apresentados resultados de simulação obtidos para uma faixa de UPSs de diferentes potências, 0,8 kVA e 10 kVA. Adicionalmente, são realizados ensaios experimentais para a validação do método considerando a UPS de 0,8 kVA.

Parte dos resultados apresentados neste capítulo foram publicados e apresentados no XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA2018 (BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018). Além disso, um artigo para submissão em periódico está em fase final de revisão por parte dos autores.

4 MÉTODO DE SINTONIA PARA O CONTROLADOR MÚLTIPLO-RESSONANTE DE GANHO FINITO

O método de sintonia apresentado em CARVALHO (2013) considerou apenas controladores ressonantes de ganho infinito, sendo necessários 5 modos para atender os critérios de desempenho da norma (IEC, 2011). Conforme apresentado na Seção 2.3, o método considera uma abordagem de alocação de polos para projetar os ganhos de realimentação do controlador. Neste capítulo será feita a extensão desse método para os controladores de ganho finito. Isso justifica o estudo realizado no Capítulo 3 para determinar os coeficientes de amortecimento para cada uma das harmônicas.

Assim, com base nos parâmetros de uma UPS (polinômio característico $P_c(s)$), nos coeficientes de amortecimento e nos coeficientes do polinômio característico desejado $P_d(s)$, serão apresentadas relações algébricas que fornecem diretamente os ganhos dos controladores ressonantes de ganho finito. A Figura 36 apresenta a metodologia / fluxo-grama do método de sintonia baseado na equação diofantina para determinar os ganhos de realimentação dos controladores.

Após, são apresentados os resultados de simulação e experimental para uma classe de UPSs de diferentes potências. Os resultados são obtidos considerando os valores dos coeficientes de amortecimento utilizados na Seção 3.4.8 e os ganhos dos controladores determinados através das equações algébricas do método de sintonia.

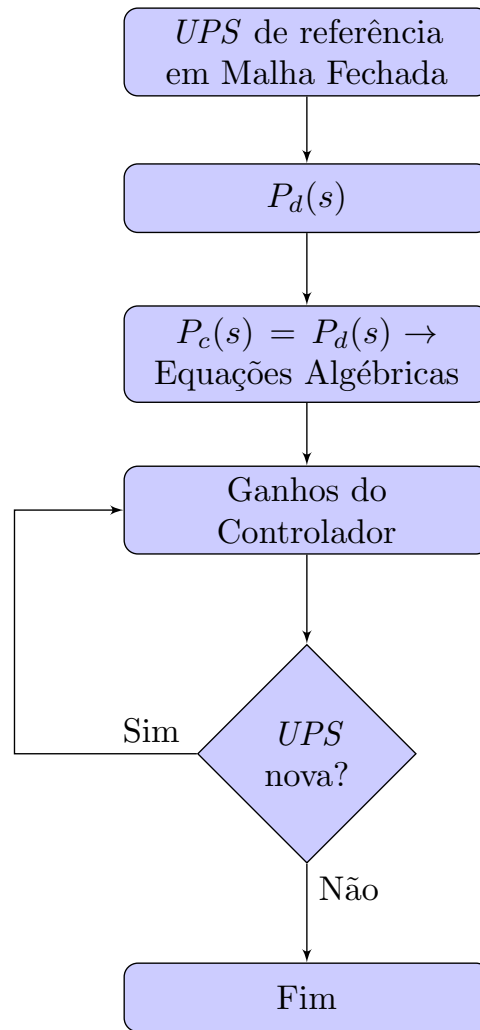
4.1 ALOCAÇÃO DE POLOS PARA UM MODO RESSONANTE

Considere o sistema aumentado (29), onde A_r, B_r descrevem o controlador ressonante de ganho finito para a frequência fundamental ω_r e com coeficiente de amortecimento ξ_1 . Nesse caso, a matriz dinâmica do sistema em malha fechada é dada por:

$$A_{mf} = \left(\begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_{max}}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_r \\ 0 & -1 & -\omega_r & -2\xi_1\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [k_{p1} \quad -k_2 \quad k_3 \quad k_4] \right) \quad (93)$$

$$A_{mf} = \begin{bmatrix} \frac{k_{p1}K_{PWM} - R_{L_f}}{L_f} & \frac{-k_2K_{PWM} - 1}{L_f} & \frac{k_3K_{PWM}}{L_f} & \frac{k_4K_{PWM}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_{max}}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_r \\ 0 & -1 & -\omega_r & -2\xi_1\omega_r \end{bmatrix}$$

Figura 36: Fluxograma para determinação dos ganhos de realimentação.



Assim, o polinômio característico $P_c(s) = \det(sI - A_{mf})$ de A_{mf} , onde:

$$(sI - A_{mf}) = \begin{bmatrix} s - \left(\frac{k_{p1} K_{PWM} - R_{L_f}}{L_f} \right) & \frac{k_2 K_{PWM} + 1}{L_f} & -\frac{k_3 K_{PWM}}{L_f} & -\frac{k_4 K_{PWM}}{L_f} \\ -\frac{1}{C_f} & s + \frac{Y_{max}}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & -\omega_r \\ 0 & 1 & \omega_r & s + 2\xi_1 \omega_r \end{bmatrix} \quad (94)$$

De (94), segue que

$$P_c(s) = \det(sI - A_{mf}) = \alpha_{pc0} s^4 + \alpha_{pc1} s^3 + \alpha_{pc2} s^2 + \alpha_{pc3} s + \alpha_{pc4}, \quad (95)$$

onde a relação entre os coeficientes de (95) e os parâmetros da planta e do controlador é dada por:

$$\begin{aligned}
\alpha_{pc0} &= 1 \\
\alpha_{pc1} &= \frac{1}{C_f L_f} (L_f Y_{max} + C_f R_{L_f} - C_f k_{p1} K_{PWM} + 2 C_f L_f \xi_1 \omega_r) \\
\alpha_{pc2} &= \frac{1}{C_f L_f} (R_{L_f} Y_{max} + k_2 K_{PWM} - k_{p1} K_{PWM} Y_{max} + C_f L_f \omega_r^2 \\
&\quad + 2 C_f R_{L_f} \xi_1 \omega_r + 2 L_f Y_{max} \xi_1 \omega_r - 2 C_f k_{p1} K_{PWM} \xi_1 \omega_r + 1) \\
\alpha_{pc3} &= \frac{1}{C_f L_f} (2 \xi_1 \omega_r + k_4 K_{PWM} + C_f R_{L_f} \omega_r^2 + L_f Y_{max} \omega_r^2 \\
&\quad - C_f k_{p1} K_{PWM} \omega_r^2 + 2 k_2 K_{PWM} \xi_1 \omega_r + 2 R_{L_f} Y_{max} \xi_1 \omega_r \\
&\quad - 2 k_{p1} K_{PWM} Y_{max} \xi_1 \omega_r) \\
\alpha_{pc4} &= \frac{1}{C_f L_f} (\omega_r^2 + k_3 K_{PWM} \omega_r + k_2 K_{PWM} \omega_r^2 + R_{L_f} Y_{max} \omega_r^2 \\
&\quad - k_{p1} K_{PWM} Y_{max} \omega_r^2).
\end{aligned} \tag{96}$$

Considere agora um dado polinômio

$$P_d(s) = s^4 + \alpha_{pd1} s^3 + \alpha_{pd2} s^2 + \alpha_{pd3} s + \alpha_{pd4}, \tag{97}$$

onde os coeficientes α_{pd_i} são determinados de tal forma que as raízes de $P_d(s)$ estejam em uma região específica do plano complexo. Igualando os coeficientes de $P_c(s)$ e $P_d(s)$ é possível determinar o valor dos ganhos de realimentação k_i , $i = 1, \dots, 4$ tais que o sistema em malha fechada apresente dinâmica definida pelas raízes de $P_d(s)$. A escolha de $P_d(s)$ não é única e deve contemplar os requisitos desejados para a resposta do sistema em malha fechada. No trabalho de CARVALHO (2013), esse polinômio foi escolhido de tal forma que o sistema de malha fechada satisfizesse as restrições de desempenho definidas pela norma (IEC, 2011) para sistemas UPS. Além disso, o valor dos coeficientes de amortecimento precisam ser escolhidos *a priori*, de forma que a análise realizada no Capítulo 3 é importante nesse sentido.

Comparando os coeficientes de (97) com os apresentados em (96) e isolando os ganhos de realimentação de estados, segue que:

$$\begin{aligned}
k_{p1} &= \frac{L_f Y_{max} + C_f R_{L_f} - C_f L_f \alpha_{pd1} + 2 C_f L_f \xi_1 \omega_r}{C_f K_{PWM}} \\
k_2 &= \left[\frac{-1}{C_f K_{PWM}} \right] (-4 L_f C_f^2 \xi_1^2 \omega_r^2 + 2 L_f \alpha_{pd1} C_f^2 \xi_1 \omega_r + L_f C_f^2 \omega_r^2 \\
&\quad - L_f \alpha_{pd2} C_f^2 - 2 L_f C_f Y_{max} \xi_1 \omega_r + L_f \alpha_{pd1} C_f Y_{max} + C_f - L_f Y_{max}^2) \\
k_3 &= \left[\frac{C_f L_f}{\omega_r K_{PWM}} \right] (-4 \xi_1^2 \omega_r^4 + 2 \alpha_{pd1} \xi_1 \omega_r^3 + \omega_r^4 - \alpha_{pd2} \omega_r^2 + \alpha_{pd4}) \\
k_4 &= \left[\frac{C_f L_f}{K_{PWM}} \right] (-8 \xi_1^3 \omega_r^3 + 4 \alpha_{pd1} \xi_1^2 \omega_r^2 + 4 \xi_1 \omega_r^3 - 2 \alpha_{pd2} \xi_1 \omega_r - \alpha_{pd1} \omega_r^2 + \alpha_{pd3})
\end{aligned} \tag{98}$$

4.2 MÉTODO PARA O CASO MÚLTIPLO-RESSONANTE

Aplicando o mesmo método descrito para o caso com modos ressonantes nas frequências fundamental e terceira harmônica, são obtidas as seguintes relações para os ganhos

de realimentação de estados:

$$\begin{aligned}
k_{p1} &= \frac{L_f Y_{max} + C_f R_{L_f} - C_f L_f \alpha_{pd1} + 2 C_f L_f \xi_1 \omega_r + 6 C_f L_f \xi_3 \omega_r}{C_f K_{PWM}} \\
k_2 &= \left[\frac{1}{C_f K_{PWM}} \right] (4 L_f C_f^2 \xi_1^2 \omega_r^2 + 12 L_f C_f^2 \xi_1 \xi_3 \omega_r^2 - 2 L_f \alpha_{pd1} C_f^2 \xi_1 \omega_r \\
&\quad + 36 L_f C_f^2 \xi_3^2 \omega_r^2 - 6 L_f \alpha_{pd1} C_f^2 \xi_3 \omega_r - 10 L_f C_f^2 \omega_r^2 + L_f \alpha_{pd2} C_f^2 \\
&\quad + 2 L_f C_f Y_{max} \xi_1 \omega_r + 6 L_f C_f Y_{max} \xi_3 \omega_r - L_f \alpha_{pd1} C_f Y_{max} - C_f + L_f Y_{max}^2) \\
k_3 &= \left[\frac{C_f L_f}{2 K_{PWM} \omega_r^3 (9 \xi_1^2 - 30 \xi_1 \xi_3 + 9 \xi_3^2 + 16)} \right] (-72 \xi_1^4 \omega_r^6 + 24 \xi_3 \xi_1^3 \omega_r^6 \\
&\quad + 36 \alpha_{pd1} \xi_1^3 \omega_r^5 + 52 \xi_1^2 \omega_r^6 - 12 \xi_3 \alpha_{pd1} \xi_1^2 \omega_r^5 - 18 \alpha_{pd2} \xi_1^2 \omega_r^4 \\
&\quad + 2 \alpha_{pd6} \xi_1^2 - 12 \xi_3 \xi_1 \omega_r^6 - 17 \alpha_{pd1} \xi_1 \omega_r^5 + 6 \xi_3 \alpha_{pd2} \xi_1 \omega_r^4 - 4 \omega_r^6 \\
&\quad + 9 \alpha_{pd3} \xi_1 \omega_r^3 - \alpha_{pd5} \xi_1 \omega_r - 6 \xi_3 \alpha_{pd6} \xi_1 + 3 \xi_3 \alpha_{pd1} \omega_r^5 + 4 \alpha_{pd6} \\
&\quad + 4 \alpha_{pd2} \omega_r^4 - 3 \xi_3 \alpha_{pd3} \omega_r^3 - 4 \alpha_{pd4} \omega_r^2 + 3 \xi_3 \alpha_{pd5} \omega_r) \\
k_4 &= \left[\frac{C_f L_f}{2 K_{PWM} \omega_r^3 (9 \xi_1^2 - 30 \xi_1 \xi_3 + 9 \xi_3^2 + 16)} \right] (-144 \xi_1^5 \omega_r^6 + 48 \xi_3 \xi_1^4 \omega_r^6 \\
&\quad + 72 \alpha_{pd1} \xi_1^4 \omega_r^5 + 140 \xi_1^3 \omega_r^6 - 24 \xi_3 \alpha_{pd1} \xi_1^3 \omega_r^5 - 36 \alpha_{pd2} \xi_1^3 \omega_r^4 \\
&\quad - 36 \xi_3 \xi_1^2 \omega_r^6 - 52 \alpha_{pd1} \xi_1^2 \omega_r^5 + 12 \xi_3 \alpha_{pd2} \xi_1^2 \omega_r^4 + 18 \alpha_{pd3} \xi_1^2 \omega_r^3 \\
&\quad - 25 \xi_1 \omega_r^6 + 12 \xi_3 \alpha_{pd1} \xi_1 \omega_r^5 + 17 \alpha_{pd2} \xi_1 \omega_r^4 - 6 \xi_3 \alpha_{pd3} \xi_1 \omega_r^3 \\
&\quad - 9 \alpha_{pd4} \xi_1 \omega_r^2 + \alpha_{pd6} \xi_1 + 3 \xi_3 \omega_r^6 + 4 \alpha_{pd1} \omega_r^5 - 3 \xi_3 \alpha_{pd2} \omega_r^4 \\
&\quad - 4 \alpha_{pd3} \omega_r^3 + 3 \xi_3 \alpha_{pd4} \omega_r^2 + 4 \alpha_{pd5} \omega_r - 3 \xi_3 \alpha_{pd6}) \\
k_5 &= \left[\frac{-C_f L_f}{6 K_{PWM} \omega_r^3 (9 \xi_1^2 - 30 \xi_1 \xi_3 + 9 \xi_3^2 + 16)} \right] (5832 \xi_3^4 \omega_r^6 - 17496 \xi_1 \xi_3^3 \omega_r^6 \\
&\quad - 972 \alpha_{pd1} \xi_3^3 \omega_r^5 + 8748 \xi_3^2 \omega_r^6 + 2916 \xi_1 \alpha_{pd1} \xi_3^2 \omega_r^5 + 162 \alpha_{pd2} \xi_3^2 \omega_r^4 \\
&\quad - 18 \alpha_{pd6} \xi_3^2 + 8748 \xi_1 \xi_3 \omega_r^6 - 1701 \alpha_{pd1} \xi_3 \omega_r^5 - 486 \xi_1 \alpha_{pd2} \xi_3 \omega_r^4 \\
&\quad - 27 \alpha_{pd3} \xi_3 \omega_r^3 + 27 \alpha_{pd5} \xi_3 \omega_r + 6 \xi_1 \alpha_{pd6} \xi_3 - 2916 \omega_r^6 - 729 \xi_1 \alpha_{pd1} \omega_r^5 \\
&\quad + 324 \alpha_{pd2} \omega_r^4 + 81 \xi_1 \alpha_{pd3} \omega_r^3 - 36 \alpha_{pd4} \omega_r^2 - 9 \xi_1 \alpha_{pd5} \omega_r + 4 \alpha_{pd6}) \\
k_6 &= \left[\frac{-C_f L_f}{2 K_{PWM} \omega_r^3 (9 \xi_1^2 - 30 \xi_1 \xi_3 + 9 \xi_3^2 + 16)} \right] (3888 \xi_3^5 \omega_r^6 - 11664 \xi_1 \xi_3^4 \omega_r^6 \\
&\quad - 648 \alpha_{pd1} \xi_3^4 \omega_r^5 + 4860 \xi_3^3 \omega_r^6 + 1944 \xi_1 \alpha_{pd1} \xi_3^3 \omega_r^5 + 108 \alpha_{pd2} \xi_3^3 \omega_r^4 \\
&\quad + 8748 \xi_1 \xi_3^2 \omega_r^6 - 972 \alpha_{pd1} \xi_3^2 \omega_r^5 - 324 \xi_1 \alpha_{pd2} \xi_3^2 \omega_r^4 - 18 \alpha_{pd3} \xi_3^2 \omega_r^3 \\
&\quad - 3645 \xi_3 \omega_r^6 - 972 \xi_1 \alpha_{pd1} \xi_3 \omega_r^5 + 189 \alpha_{pd2} \xi_3 \omega_r^4 + 54 \xi_1 \alpha_{pd3} \xi_3 \omega_r^3 \\
&\quad + 3 \alpha_{pd4} \xi_3 \omega_r^2 - 3 \alpha_{pd6} \xi_3 - 729 \xi_1 \omega_r^6 + 324 \alpha_{pd1} \omega_r^5 + 81 \xi_1 \alpha_{pd2} \omega_r^4 \\
&\quad - 36 \alpha_{pd3} \omega_r^3 - 9 \xi_1 \alpha_{pd4} \omega_r^2 + 4 \alpha_{pd5} \omega_r + \xi_1 \alpha_{pd6})
\end{aligned} \tag{99}$$

Devido ao tamanho, o conjunto de equações que fornecem os ganhos de realimentação para controladores de ganho finito com três e quatro modos ressonantes não são apresentados neste texto. Por conta disso, as equações para um, dois, três e quatro modos ressonantes podem ser acessadas no endereço: https://github.com/bertoldi/ups_tuning_method.git.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA DIFERENTES UPSs

Baseado nos resultados apresentados em (CARVALHO, 2013), o polinômio característico desejado foi obtido considerando os parâmetros de uma UPS com potência intermediária em relação à classe de aplicação do método. Assim, os parâmetros da UPS de 3,5 kVA, apresentados na Tabela 5, serão usados como referência para determinar o $P_d(s)$, cujos coeficientes são usados nas equações de sintonia dos controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito.

A partir dos parâmetros da UPS de referência, é determinado um ganho de realimentação de estados por meio da solução do problema de otimização (37) assumindo $\sigma = 30$, $r = 5000$, $C_z = 5$ e $D_z = 1$. Na sequência, o polinômio característico desejado pode ser determinado, fazendo $P_d(s) = \det(sI - (A_a(Y_{max}) + B_aK))$. O valor obtido para os coeficientes do $P_d(s)$ pode ser verificado no Apêndice D. Os coeficientes de amortecimento utilizados para implementar o método são: $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,007$ e $\xi_7 = 0,007$.

Os valores de potência aparente e do filtro de saída usados nos ensaios são baseados em valores de UPSs comerciais. Para fins de comparação, foram projetados dois controladores para cada uma das UPSs. Primeiro, os ganhos de realimentação do controlador múltiplo-ressonante foram obtidos via síntese LMI. Depois, os ganhos foram obtidos através do método de sintonia proposto (MSP) usando o polinômio característico desejado calculado com os parâmetros da UPS de 3,5 kVA.

A seguir são apresentados os resultados de simulação para as UPSs de 0,8 kVA e 10 kVA utilizando controladores com um, dois, três e quatro modos.

4.3.1 Resultados de simulação para a UPS de 0,8 kVA

Os resultados a seguir foram gerados considerando uma UPS com potência aparente de 0,8 kVA. A Tabela 16 apresenta os parâmetros do filtro de saída e da carga não-linear de referência dimensionada de acordo com a norma IEC 62040-3.

A simulação foi realizada com o controlador múltiplo-ressonante cujos ganhos foram obtidos via LMI. Neste caso, os parâmetros das LMIs são os mesmos usados na UPS de referência de 3,5 kVA. Também, realizou-se a simulação com o controlador múltiplo-

Tabela 16: Parâmetros da UPS de 0,8 kVA.

Símbolo	Parâmetro	Valor
S	Potência aparente de saída	0,8 kVA
L_f	Indutância do filtro de saída	1 mH
R_{L_f}	Resistência do indutor do filtro de saída	15 m Ω
C_f	Capacitância do filtro de saída	240 μ F
Y_{min}	Admitância mínima	0,0001 S
Y_{max}	Admitância máxima	0,0380 S
R_{s_1}	Resistência série 25% da carga não-linear	3,23 Ω
R_{s_2}	Resistência série 75% da carga não-linear	1,07 Ω
C_{nl_1}	Capacitância 25% da carga não-linear	687 μ F
C_{nl_2}	Capacitância 75% da carga não-linear	2062 μ F
R_{nl_1}	Resistência 25% da carga não-linear	182 Ω
R_{nl_2}	Resistência 75% da carga não-linear	60 Ω

ressonante cujos ganhos foram obtidos através do método de sintonia proposto (MSP) neste capítulo. Os coeficientes do polinômio característico desejado são provenientes da UPS de referência de 3,5 kVA e podem ser encontrados no Apêndice D.

4.3.1.1 Controlador com um modo ressonante

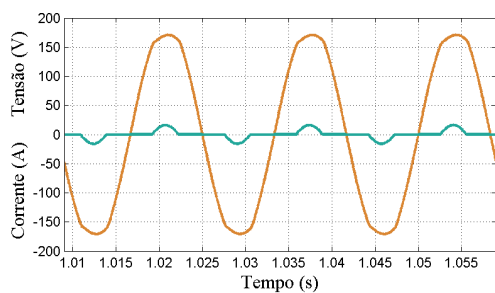
Os resultados seguintes foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência. A Tabela 17 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações, onde são mostrados os valores de THD e IHD e os ganhos obtidos via LMI e via método de sintonia proposto. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 37.

Os resultados de desempenho estático atenderam as especificações definidas pela IEC 62040-3 em ambos os casos, apesar dos controladores não rejeitarem nenhuma das harmônicas. Isso decorre da magnitude pequena dos harmônicos gerados pela carga não-linear da UPS de 0,8 kVA, conforme apresentado na Figura 18(a). Também, conforme os valores da Tabela 3 para essa UPS, não é necessária a atenuação dos harmônicos de corrente para atender os requisitos de desempenho da norma.

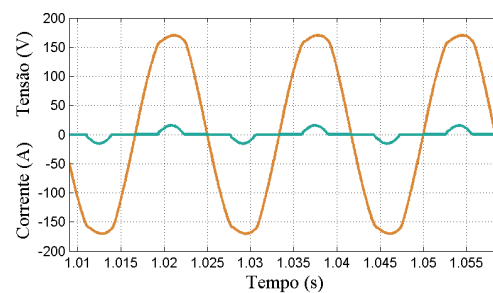
Tabela 17: Resultados de THD e IHD para um modo ressonante.

Norma (IEC, 2011)	THD [%]	IHD_3 [%]	IHD_5 [%]	IHD_7 [%]	IHD_9 [%]	IHD_{11} [%]	IHD_{13} [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$LMI: K = [-5,04 \quad -4,92 \quad -25,85 \quad 787,55]$							
$\xi_1 = 0,000$	4,07	3,55	1,83	0,48	0,39	0,41	0,06
$MSP: K = [-5,86 \quad -4,80 \quad -241,72 \quad 2208,83]$							
$\xi_1 = 0,000$	4,61	4,06	2,03	0,43	0,48	0,38	0,04

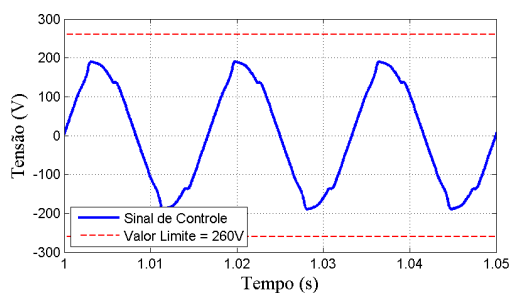
Figura 37: Resultados de simulação para um modo ressonante.



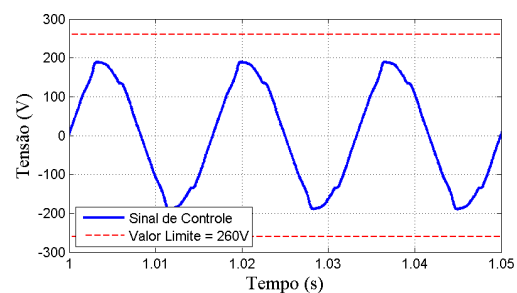
(a) Corrente e Tensão de saída via LMI .



(b) Corrente e Tensão de saída via MSP .

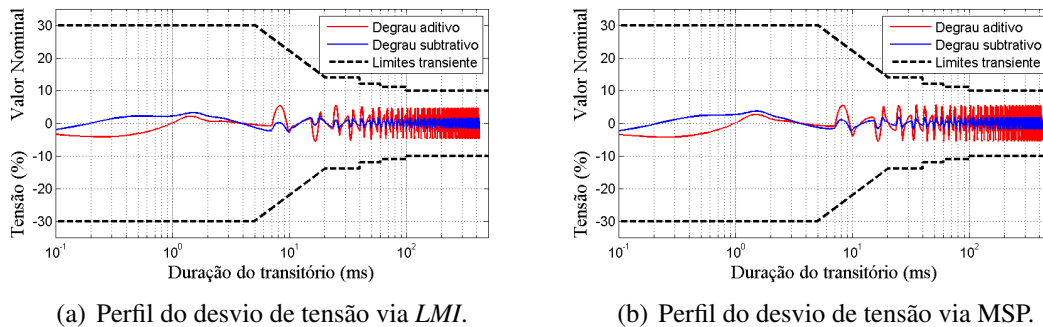


(c) Sinal de controle via LMI .



(d) Sinal de controle via MSP .

Figura 38: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.



A Figura 38 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas simulações, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 com ambos os controladores.

4.3.1.2 Controlador com dois modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência e na sua 3^a harmônica. A Tabela 18 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações, onde são mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via método de sintonia proposto. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 39.

Os resultados de desempenho estático atenderam as especificações definidas pela IEC 62040-3 com os dois controladores. Eles atenuam a 3^a harmônica e por isso, o valor da *IHD*₃ é menor em relação ao caso com um modo ressonante, resultando também na redução da *THD*. Em contrapartida, o valor das harmônicas não compensadas é maior, consequência do efeito colchão d'água, mas ainda dentro dos limites da norma.

A Figura 40 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas simulações, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 em ambos os casos.

Tabela 18: Resultados de *THD* e *IHD* para dois modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000$							
<i>LMI</i> : $K = [-5,14 \quad -5,03 \quad -60,88 \quad 816,89 \quad -77,25 \quad 553,00]$							
$\xi_3 = 0,007$	2,42	0,52	2,13	0,79	0,23	0,48	0,19
<i>MSP</i> : $K = [-5,81 \quad -4,73 \quad -59,32 \quad 1190,29 \quad -94,18 \quad 711,24]$							
$\xi_3 = 0,007$	2,65	0,47	2,40	0,78	0,30	0,47	0,17

Figura 39: Resultados de simulação para dois modos ressonantes.

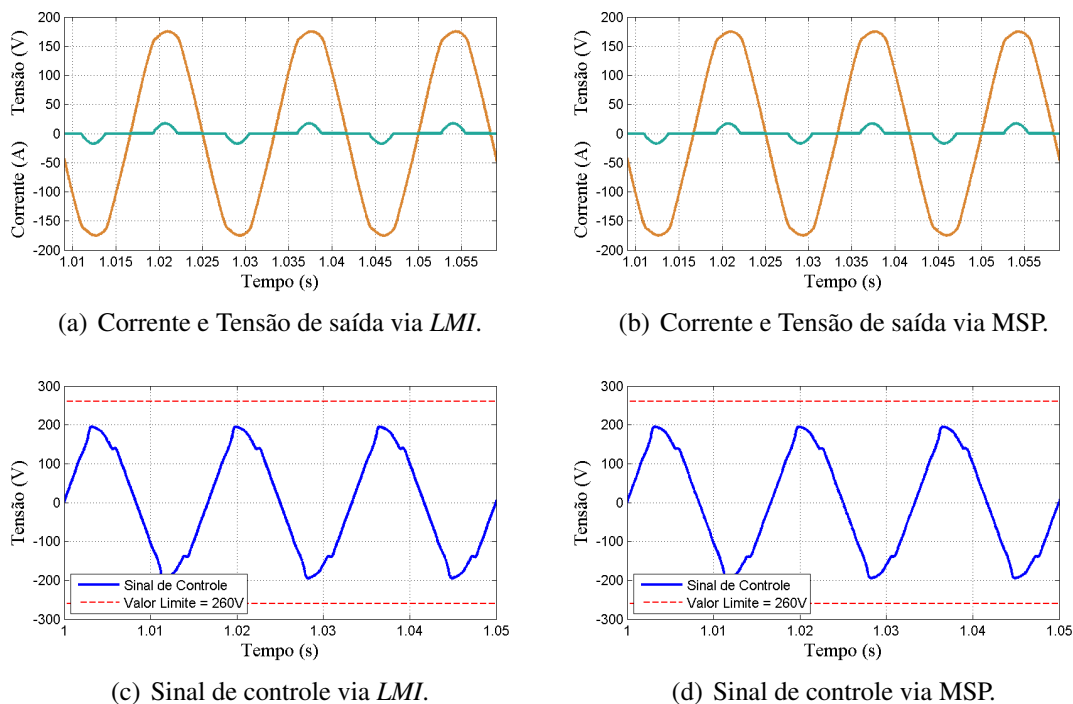
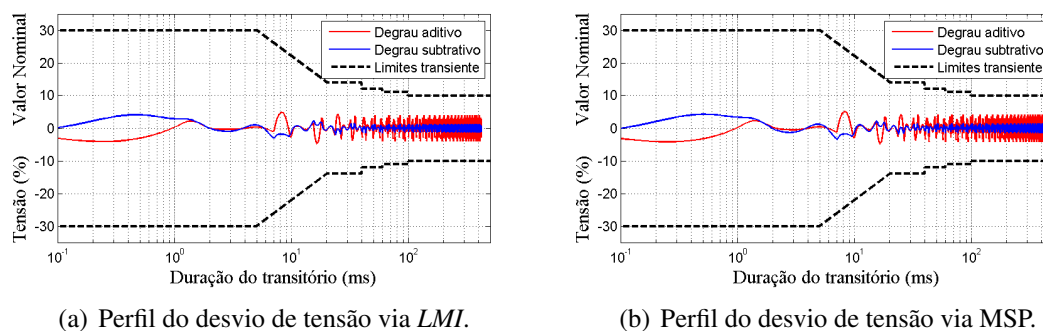


Figura 40: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes.



4.3.1.3 Controlador com três modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3^a e na 5^a harmônicas. A Tabela 19 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações, onde são mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via LMI e via método de sintonia proposto. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 41.

Os resultados de desempenho estático atenderam as especificações definidas pela IEC 62040-3 com os dois controladores. Eles atenuam a 3^a e a 5^a harmônicas e por isso, o valor das *IHDs* compensadas é menor em relação ao caso com dois modos ressonantes, resultando em valores de *THD* também menores. Pode-se observar na Tabela 19 que os resultados de *THD* e *IHD* apresentaram valores semelhantes entre os dois controladores.

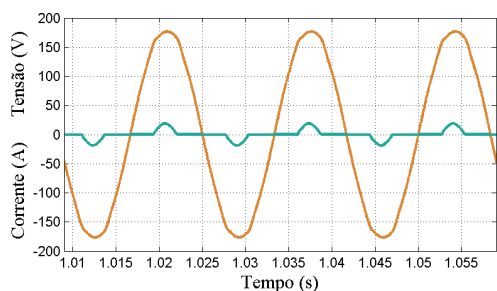
A Figura 42 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas

simulações. São mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 com ambos controladores.

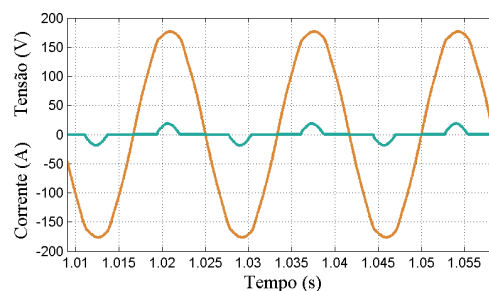
Tabela 19: Resultados de *THD* e *IHD* para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007$							
<i>LMI</i> : $K = [-5,22 \quad -5,11 \quad -40,00 \quad 847,25 \quad -78,31 \quad 567,97 \quad -111,63 \quad 376,21]$							
$\xi_5 = 0,007$	1,53	0,53	0,64	1,12	0,04	0,44	0,32
<i>MSP</i> : $K = [-5,91 \quad -4,84 \quad -55,30 \quad 1118,69 \quad -110,03 \quad 698,67 \quad -155,52 \quad 437,66]$							
$\xi_5 = 0,007$	1,57	0,50	0,62	1,21	0,01	0,44	0,30

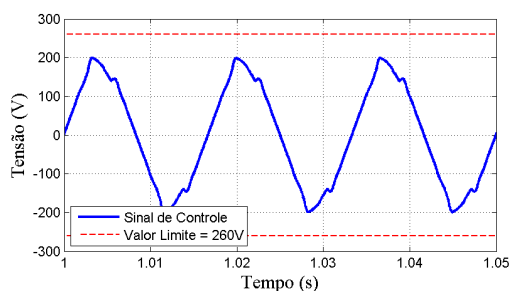
Figura 41: Resultados de simulação para três modos ressonantes.



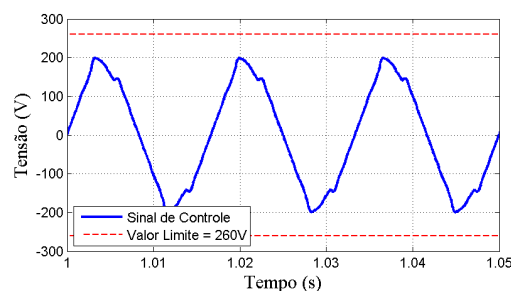
(a) Corrente e Tensão de saída via *LMI*.



(b) Corrente e Tensão de saída via *MSP*.

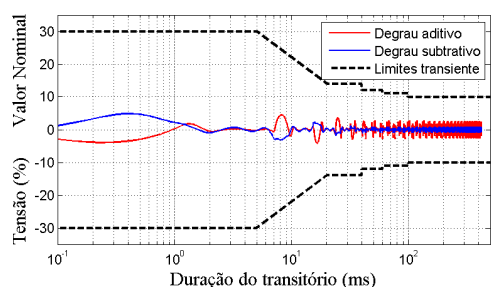


(c) Sinal de controle via *LMI*.

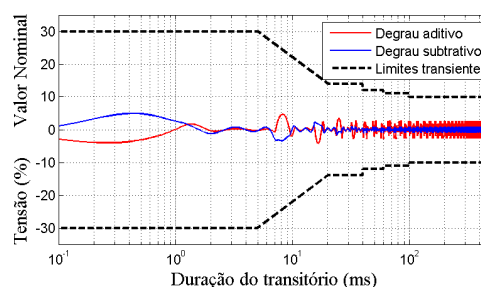


(d) Sinal de controle via *MSP*.

Figura 42: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.



(a) Perfil do desvio de tensão via *LMI*.



(b) Perfil do desvio de tensão via *MSP*.

4.3.1.4 Controlador com quatro modos ressonantes

Os resultados a seguir foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3^a, na 5^a e na 7^a harmônicas. A Tabela 20 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações. São mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via método de sintonia proposto. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 43.

Os resultados de desempenho estático atenderam as especificações definidas pela *IEC* 62040-3 com os dois controladores. Eles atenuam a 3^a, a 5^a e a 7^a harmônicas, resultando no menor valor para a *THD*. Conforme a Tabela 20, os valores de *THD* e *IHD* obtidos para os dois controladores resultaram muito semelhantes.

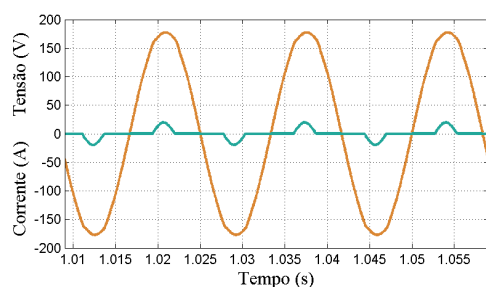
A Figura 44 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas simulações, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela *IEC* 62040-3 em ambos os controladores.

Pode-se observar da comparação realizada entre os controladores projetados via *LMI* e via *MSP* que os resultados de simulação apresentados para a *UPS* de 0,8 kVA são,

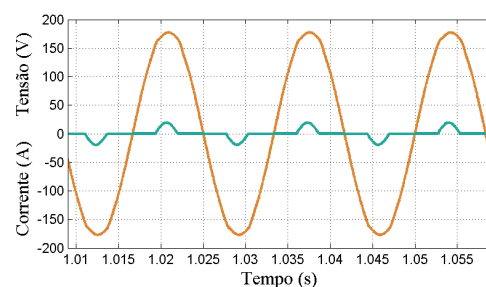
Tabela 20: Resultados de *THD* e *IHD* para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007$							
<i>LMI</i> : $K = [-5,27 \quad -5,17 \quad -39,79 \quad 876,72 \quad -80,71 \quad 588,14 \quad -120,24 \quad 388,95 \quad -120,06 \quad 209,74]$							
$\xi_7 = 0,007$	1,18	0,53	0,65	0,57	0,20	0,35	0,34
<i>MSP</i> : $K = [-5,95 \quad -4,88 \quad -52,05 \quad 1065,90 \quad -110,28 \quad 678,01 \quad -162,47 \quad 430,46 \quad -154,66 \quad 218,62]$							
$\xi_7 = 0,007$	1,18	0,52	0,66	0,58	0,20	0,35	0,32

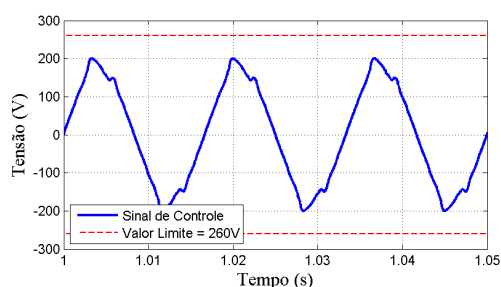
Figura 43: Resultados de simulação para quatro modos ressonantes.



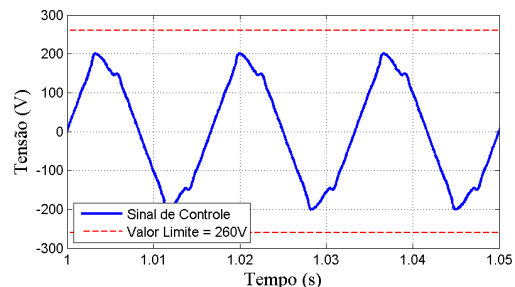
(a) Corrente e Tensão de saída via *LMI*.



(b) Corrente e Tensão de saída via *MSP*.

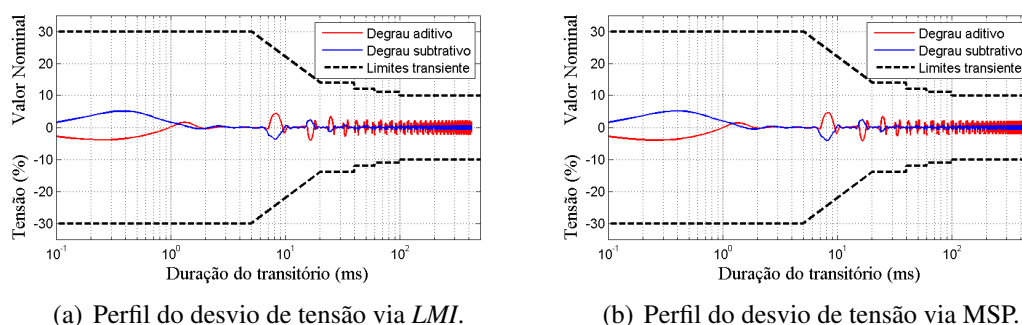


(c) Sinal de controle via *LMI*.



(d) Sinal de controle via *MSP*.

Figura 44: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.



em geral, muito parecidos. Embora o MSP não possui garantia de desempenho, para o caso dos controladores com quatro modos ressonantes os resultados obtidos ficaram praticamente iguais.

4.3.2 Resultados de simulação para a UPS de 10 kVA

Os resultados a seguir foram gerados considerando uma UPS com potência aparente de 10 kVA. A Tabela 21 apresenta os parâmetros do filtro de saída e da carga não-linear de referência dimensionada para este exemplo numérico de acordo com a norma IEC 62040-3.

A simulação foi realizada com o controlador múltiplo-ressonante cujos ganhos foram obtidos via LMI. Também, realizou-se a simulação com o controlador múltiplo-ressonante cujos ganhos foram obtidos através do método de sintonia proposto (MSP). Os coeficientes do polinômio característico desejado são provenientes da UPS de referência de 3,5 kVA e podem ser encontrados no Apêndice D.

4.3.2.1 Controlador com um modo ressonante

Os resultados seguintes foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência. Para obter resultados me-

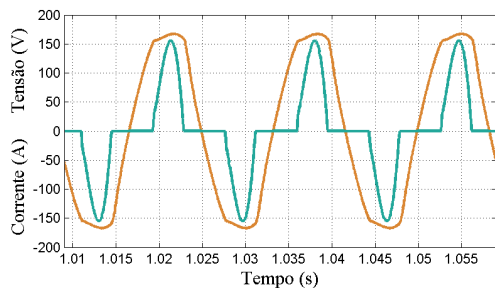
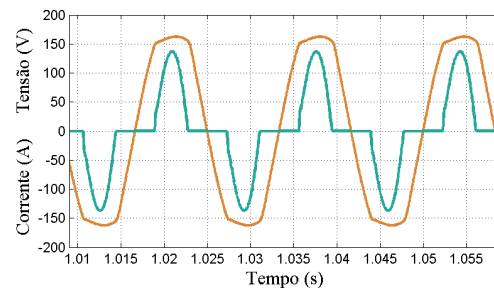
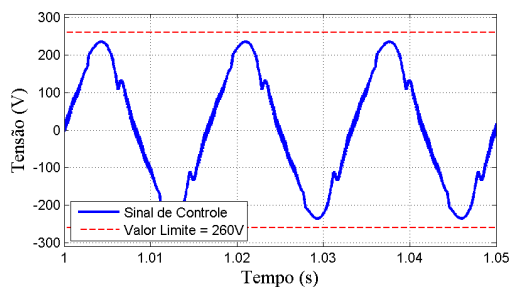
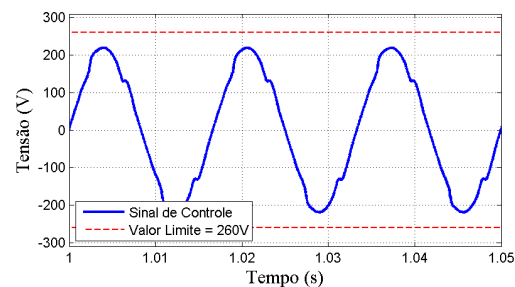
Tabela 21: Parâmetros da UPS de 10 kVA.

Símbolo	Parâmetro	Valor
S	Potência aparente de saída	10 kVA
L_f	Indutância do filtro de saída	0,25 mH
R_{L_f}	Resistência do indutor do filtro de saída	15 m Ω
C_f	Capacitância do filtro de saída	960 μ F
Y_{min}	Admitância mínima	0,0001 S
Y_{max}	Admitância máxima	0,4340 S
R_{s_1}	Resistência série 25% da carga não-linear	0,2581 Ω
R_{s_2}	Resistência série 75% da carga não-linear	0,0860 Ω
C_{nl_1}	Capacitância 25% da carga não-linear	8600 μ F
C_{nl_2}	Capacitância 75% da carga não-linear	25 770 μ F
R_{nl_1}	Resistência 25% da carga não-linear	14,55 Ω
R_{nl_2}	Resistência 75% da carga não-linear	4,85 Ω

Tabela 22: Resultados de *THD* e *IHD* para um modo ressonante.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
<i>LMI</i> : $K = [-2,86 \quad -8,96 \quad 8302,76 \quad 14049]$							
$\xi_1 = 0,000$	9,25	7,88	4,43	1,23	1,35	0,43	0,47
<i>MSP</i> : $K = [-1,38 \quad -4,42 \quad -241,72 \quad 2208,83]$							
$\xi_1 = 0,000$	9,67	9,12	2,76	1,09	1,03	0,36	0,47

Figura 45: Resultados de simulação para um modo ressonante.

(a) Corrente e Tensão de saída via *LMI*.(b) Corrente e Tensão de saída via *MSP*.(c) Sinal de controle via *LMI*.(d) Sinal de controle via *MSP*.

lhores, os parâmetros utilizados para a determinação dos ganhos obtidos via *LMI* são $\sigma = 350$, $r = 20000$, $C_z = 10$ e $D_z = 5$. A Tabela 22 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações. São mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via *MSP*. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 45.

Os resultados de desempenho estático não atenderam as especificações definidas pela *IEC 62040-3* com ambos controladores. Isso decorre do controlador não rejeitar nenhuma das harmônicas.

A Figura 46 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas simulações, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais não ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela *IEC 62040-3* com ambos os controladores.

4.3.2.2 Controlador com dois modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência e na sua 3ª harmônica. Para obter resultados melhores, os parâmetros utilizados para a determinação dos ganhos ob-

Figura 46: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.

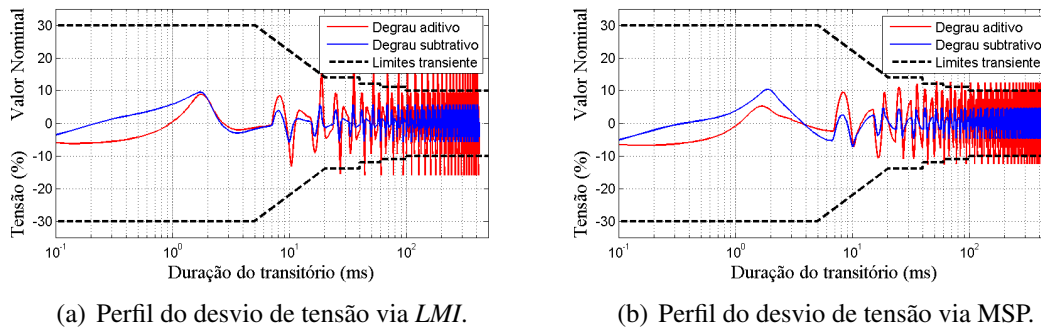


Tabela 23: Resultados de *THD* e *IHD* para dois modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000$							
<i>LMI</i> : $K = [-3,24 \quad -12,60 \quad 2029,32 \quad 13904,32 \quad 7528,48 \quad 10859,04]$							
$\xi_3 = 0,007$	5,27	0,16	4,62	1,84	1,21	0,99	0,38
<i>MSP</i> : $K = [-1,37 \quad -4,35 \quad -59,32 \quad 1190,29 \quad -94,18 \quad 711,24]$							
$\xi_3 = 0,007$	5,35	1,13	4,95	0,42	1,36	0,53	0,43

tidos via *LMI* são $\sigma = 250$, $r = 20000$, $C_z = 8$ e $D_z = 4$. A Tabela 23 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações, onde são mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via método de sintonia proposto. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 47.

Os resultados de desempenho estático atenderam as especificações definidas pela *IEC* 62040-3 com os dois controladores. Eles atenuam a 3ª harmônica e por isso, o valor da *IHD*₃ é menor em relação ao caso com um modo ressonante, resultando também na redução da *THD*. Em contrapartida, o valor das harmônicas não compensadas é maior, consequência do efeito colchão d'água, mas ainda dentro dos limites da norma.

A Figura 48 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas simulações, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela *IEC* 62040-3 com ambos os controladores.

4.3.2.3 Controlador com três modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3ª e na 5ª harmônicas. Para obter resultados melhores, os parâmetros utilizados para a determinação dos ganhos obtidos via *LMI* são $\sigma = 60$, $r = 10000$, $C_z = 3$ e $D_z = 1$. A Tabela 24 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações, onde são mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via método de sintonia proposto. As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 49.

Os resultados de desempenho estático atenderam as especificações definidas pela *IEC*

Figura 47: Resultados de simulação para dois modos ressonantes.

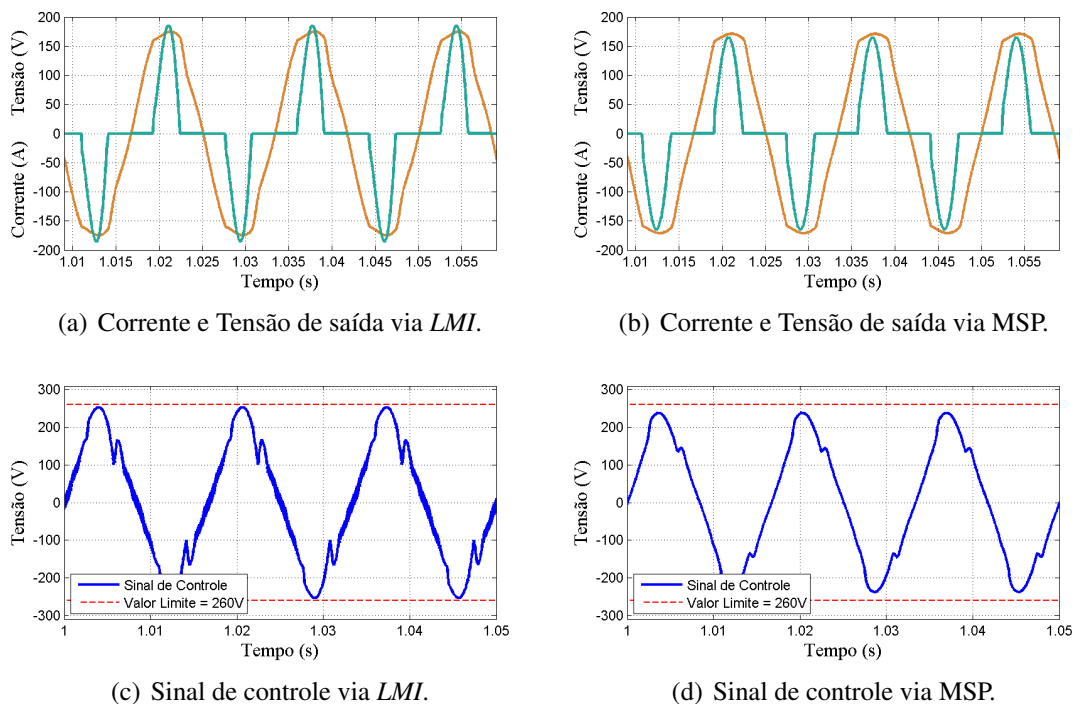


Figura 48: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes.

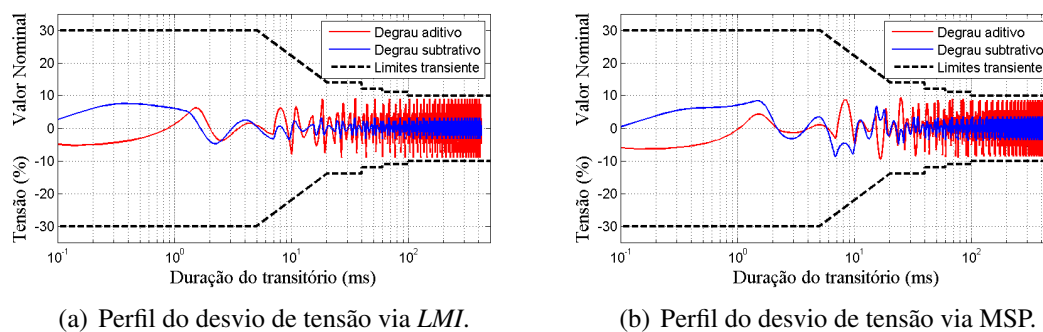


Tabela 24: Resultados de THD e IHD para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	THD [%]	IHD ₃ [%]	IHD ₅ [%]	IHD ₇ [%]	IHD ₉ [%]	IHD ₁₁ [%]	IHD ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007$							
$LMI: K = [-3,07 \quad -5,54 \quad -258,99 \quad 1727,53 \quad -646,18 \quad 1495,34 \quad -928,41 \quad 1419,06]$							
$\xi_5 = 0,007$	3,16	1,15	0,92	2,46	0,71	0,95	0,18
$MSP: K = [-1,39 \quad -4,45 \quad -55,30 \quad 1118,69 \quad -110,03 \quad 698,67 \quad -155,52 \quad 437,66]$							
$\xi_5 = 0,007$	3,18	1,26	1,48	2,08	0,76	1,02	0,11

62040-3 com os dois controladores. Eles atenuam a 3ª e a 5ª harmônicas e por isso, o valor das IHDs compensadas é menor em relação ao caso com dois modos ressonantes, resultando em valores de THD também menores. Em contrapartida, o valor das harmônicas não compensadas é maior, por conta do efeito colchão d'água, mas ainda dentro dos

limites da norma.

A Figura 50 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas simulações. São mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 com ambos os controladores.

4.3.2.4 Controlador com quatro modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos com a simulação do sistema considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3^a, na 5^a e na 7^a harmônicas. Para obter resultados melhores, os parâmetros utilizados para a determinação dos ganhos obtidos via LMI são $\sigma = 40$, $r = 30000$, $C_z = 5$ e $D_z = 2$. A Tabela 25 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático obtidos nas simulações. São mostrados os valores de THD e IHD e os ganhos obtidos via LMI e via método de sintonia proposto.

Figura 49: Resultados de simulação para três modos ressonantes.

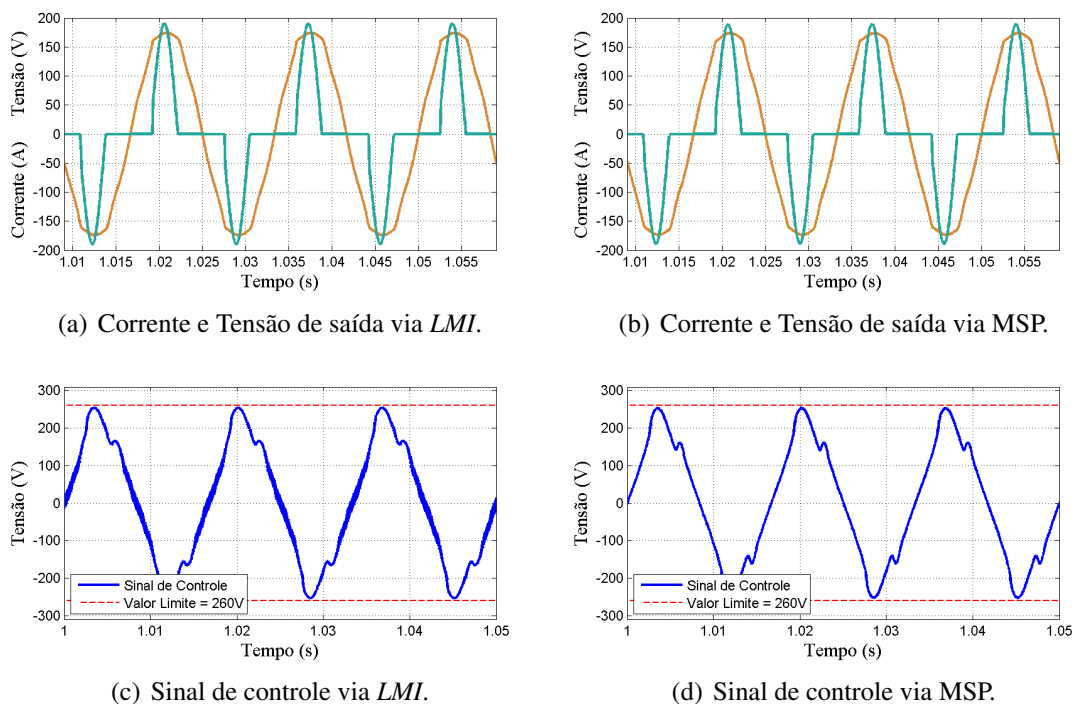


Figura 50: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.

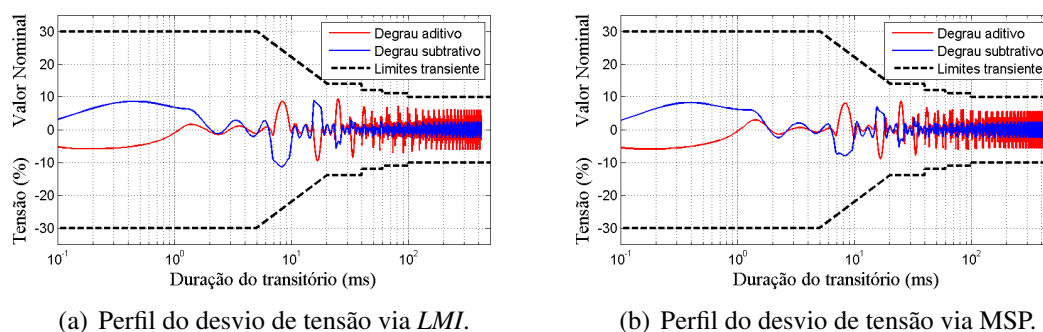


Tabela 25: Resultados de *THD* e *IHD* para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007$							
<i>LMI</i> : $K = [-2,71 \quad -4,58 \quad -183,81 \quad 1185,54 \quad -426,54 \quad 879,29 \quad -602,96 \quad 674,70 \quad -653,39 \quad 481,94]$							
$\xi_7 = 0,007$	2,67	1,71	1,60	0,83	0,16	0,79	0,23
<i>MSP</i> : $K = [-1,40 \quad -4,49 \quad -52,05 \quad 1065,90 \quad -110,28 \quad 678,01 \quad -162,47 \quad 430,46 \quad -154,66 \quad 218,62]$							
$\xi_7 = 0,007$	2,65	1,34	1,64	1,13	0,29	0,93	0,24

Figura 51: Resultados de simulação para quatro modos ressonantes.

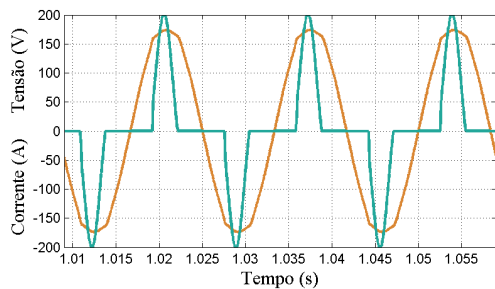
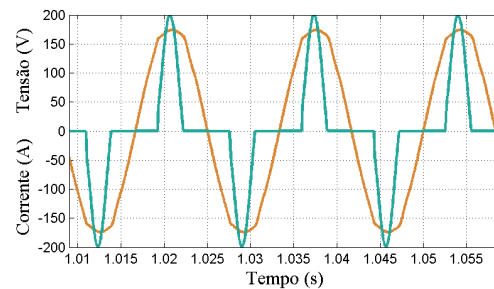
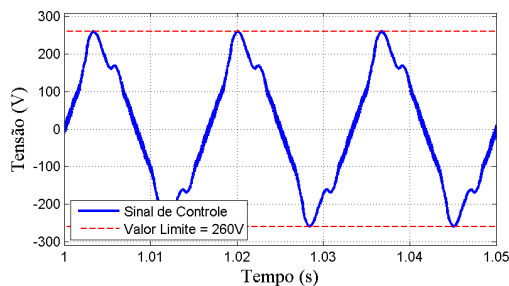
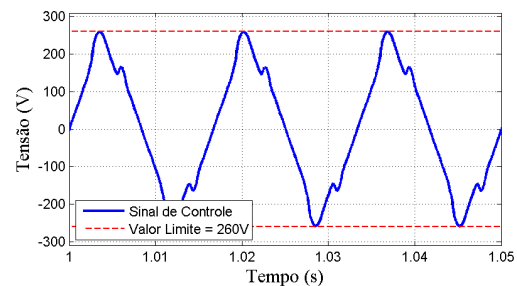
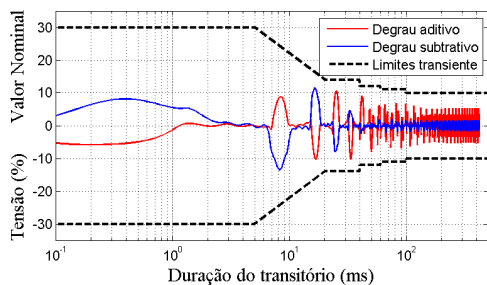
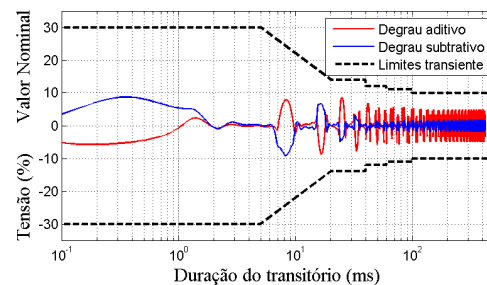
(a) Corrente e Tensão de saída via *LMI*.(b) Corrente e Tensão de saída via *MSP*.(c) Sinal de controle via *LMI*.(d) Sinal de controle via *MSP*.

Figura 52: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.

(a) Perfil do desvio de tensão via *LMI*.(b) Perfil do desvio de tensão via *MSP*.

As formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 51.

Os resultados de desempenho estático atenderam as especificações definidas pela IEC 62040-3 com os dois controladores. Eles atenuam a 3^a, a 5^a e a 7^a harmônicas, resul-

tando no menor valor de *THD*. O sinal de controle apresentou a maior amplitude, mas se manteve dentro dos limites de saturação.

A Figura 52 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico obtidos nas simulações, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais ficaram dentro dos limites de transiente definidos pela *IEC 62040-3* com ambos os controladores.

Os resultados de simulação mostraram que a partir do polinômio característico desejado, obtido considerando os parâmetro da *UPS* de referência de 3,5 kVA, é possível calcular os ganhos dos controladores para uma classe de *UPSs*. A eficácia do método de sintonia proposto foi observada nos resultados apresentados para as *UPSs* de 0,8 kVA e 10 kVA, com o atendimento dos requisitos de desempenho definidos na norma (*IEC, 2011*).

Para a *UPS* de 0,8 kVA, os requisitos de desempenho estático e dinâmico foram atendidos usando controladores com um, dois, três e quatro modos ressonantes, consequência da magnitude pequena dos harmônicos gerados pela carga não-linear desse inversor, tanto no projeto via *LMI* quanto via *MSP*. Já para a *UPS* de 10 kVA, os requisitos de desempenho estático e dinâmicos foram atendidos apenas para controladores com dois, três e quatro modos ressonantes, tanto no projeto via *LMI* quanto via *MSP*.

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados dos ensaios experimentais realizados para a validação da metodologia de sintonia do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito. Para tal, uma *UPS* monofásica de 0,8 kVA é considerada. Os ensaios de desempenho estático e dinâmico definidos anteriormente na determinação dos resultados de simulações são novamente considerados.

4.4.1 Resultados experimentais para a *UPS* de 0,8 kVA

Os resultados seguintes foram obtidos em laboratório considerando a *UPS* com potência aparente de 0,8 kVA. Os parâmetros do filtro de saída e da carga não-linear de referência considerados no experimento são os mesmos indicados na Tabela 16. A *UPS* de 0,8 kVA foi obtida considerando parte da carga não-linear da *UPS* de 3,5 kVA existente no laboratório e alterando a capacitância do filtro.

O ensaio experimental também foi realizado considerando o controlador múltiplo-ressonante cujos ganhos foram obtidos via *LMI* e o controlador múltiplo-ressonante cujos ganhos foram obtidos via método de sintonia proposto (*MSP*). Os coeficientes do polinômio desejado usados no *MSP* são provenientes da *UPS* de referência de 3,5 kVA e podem ser encontrados no Apêndice D.

4.4.1.1 Controlador com um modo ressonante

A Tabela 26 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático realizados no laboratório, onde são mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via método de sintonia proposto. A Figura 53 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída e o seu respectivo valor *RMS*. Os registros das formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 54.

Os resultados de desempenho estático experimentais possuem um comportamento semelhante aos de simulação, com taxas de distorções maiores em no máximo 1,2%.

Tabela 26: Resultados de *THD* e *IHD* para um modo ressonante.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
<i>LMI</i> : $K = [-5,04 \quad -4,92 \quad -25,85 \quad 787,55]$							
$\xi_1 = 0,000$	5,20	4,25	2,76	0,99	0,19	0,64	0,36
<i>MSP</i> : $K = [-5,86 \quad -4,80 \quad -241,72 \quad 2208,83]$							
$\xi_1 = 0,000$	5,80	4,79	3,09	0,95	0,38	0,57	0,21

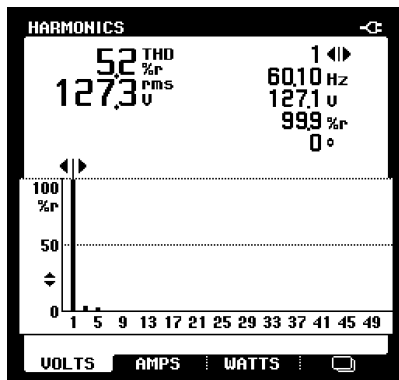
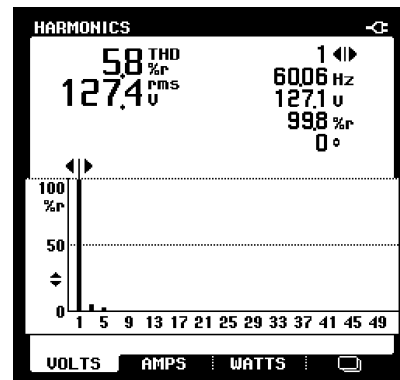
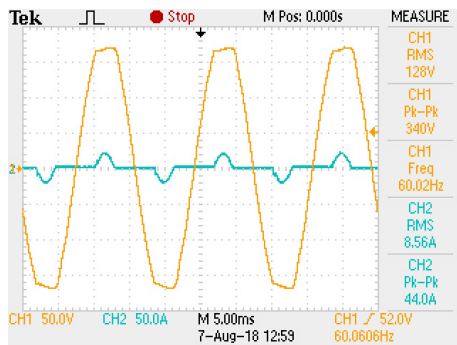
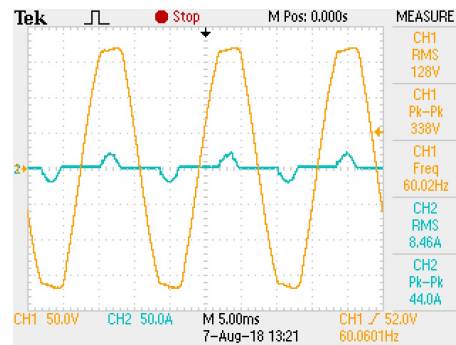
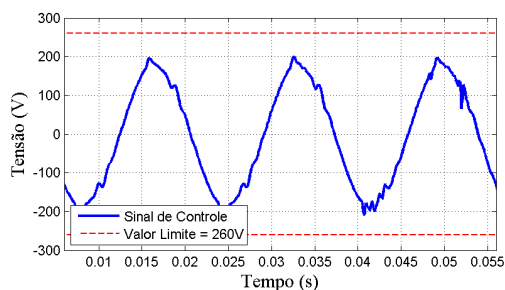
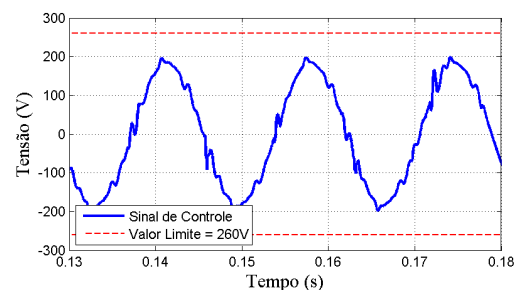
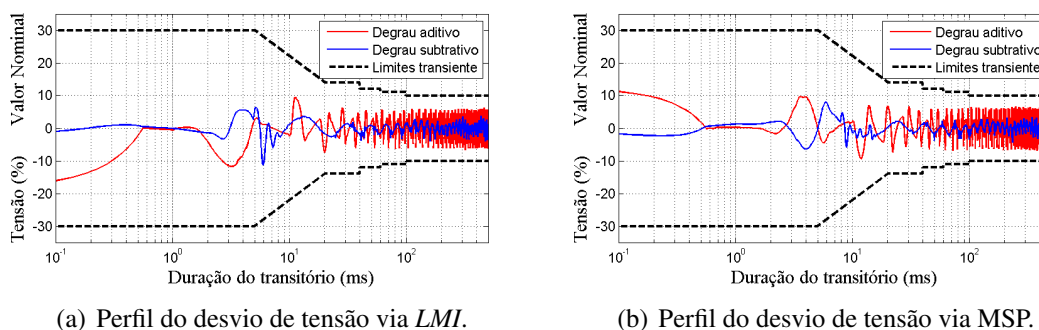
Figura 53: *THD* da tensão de saída e tensão *RMS* para um modo ressonante.(a) *THD* da tensão de saída via *LMI*.(b) *THD* da tensão de saída via *MSP*.

Figura 54: Resultados experimentais para um modo ressonante.

(a) Corrente e Tensão de saída via *LMI*.(b) Corrente e Tensão de saída via *MSP*.(c) Sinal de controle via *LMI*.(d) Sinal de controle via *MSP*.

Mesmo assim, as especificações definidas pela *IEC 62040-3* foram atendidas por ambos controladores, apesar de não atuarem na rejeição de nenhuma das harmônicas. Conforme já comentado, isso decorre da magnitude pequena dos harmônicos gerados pela carga

Figura 55: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para um modo ressonante.



não-linear da UPS de 0,8 kVA.

A Figura 55 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico. São mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais experimentais são maiores do que o resultado da simulação, mas ainda dentro dos limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 com ambos os controladores.

4.4.1.2 Controlador com dois modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência e na sua 3ª harmônica. A Tabela 27 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático realizados no laboratório, onde são mostrados os valores de THD e IHD e os ganhos obtidos via LMI e via método de sintonia proposto. A Figura 56 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída e o seu respectivo valor RMS. Os registros das formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 57.

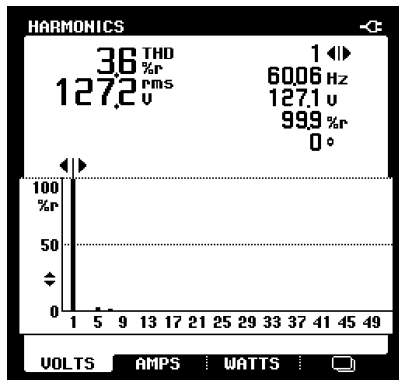
Os resultados de desempenho estático experimentais para dois modos ressonantes também seguem um comportamento semelhante aos de simulação, com taxas de distorções maiores em no máximo 1,25%. As especificações definidas pela IEC 62040-3 foram atendidas por ambos controladores. Eles atenuam a 3ª harmônica e por isso, o valor da THD e da IHD₃ é menor em relação ao caso com um modo ressonante. Em contrapartida, o valor das harmônicas não compensadas é maior, consequência do efeito colchão d'água, mas ainda dentro dos limites da norma.

A Figura 58 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico, onde são

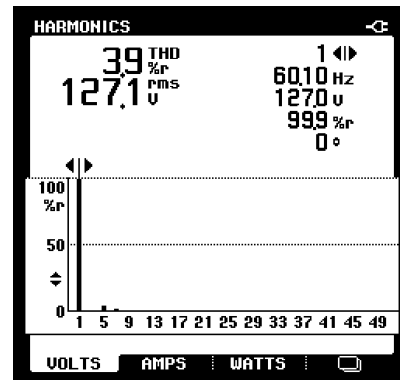
Tabela 27: Resultados de THD e IHD para dois modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	THD [%]	IHD ₃ [%]	IHD ₅ [%]	IHD ₇ [%]	IHD ₉ [%]	IHD ₁₁ [%]	IHD ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000$							
<i>LMI</i> : $K = [-5,14 \quad -5,03 \quad -60,88 \quad 816,89 \quad -77,25 \quad 553,00]$							
$\xi_3 = 0,007$	3,60	0,56	3,05	1,47	0,23	0,56	0,68
<i>MSP</i> : $K = [-5,81 \quad -4,73 \quad -59,32 \quad 1190,29 \quad -94,18 \quad 711,24]$							
$\xi_3 = 0,007$	3,90	0,49	3,47	1,49	0,12	0,62	0,47

Figura 56: *THD* da tensão de saída e tensão *RMS* para dois modos ressonantes.

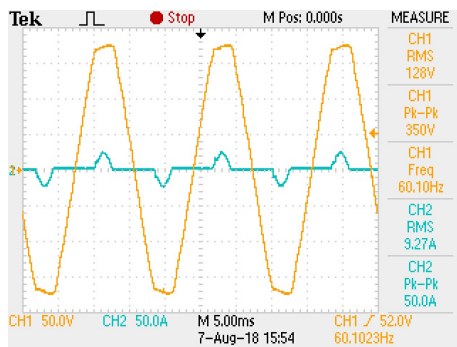


(a) *THD* da tensão de saída via *LMI*.

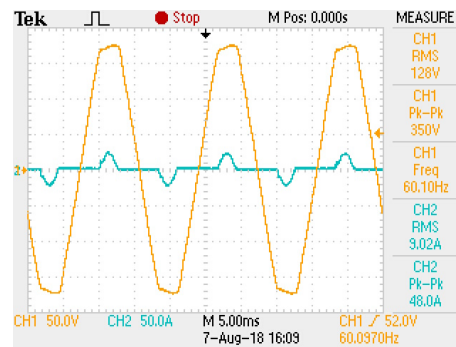


(b) *THD* da tensão de saída via *MSP*.

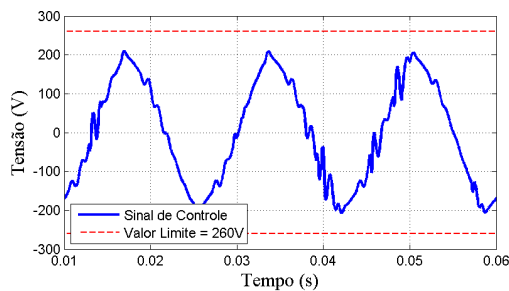
Figura 57: Resultados experimentais para dois modos ressonantes.



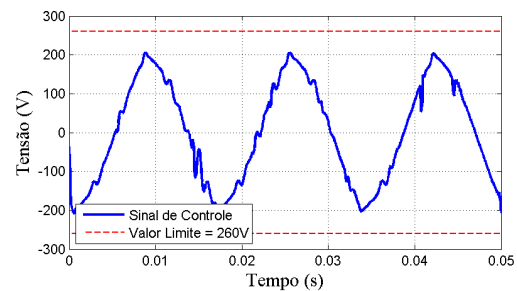
(a) Corrente e Tensão de saída via *LMI*.



(b) Corrente e Tensão de saída via *MSP*.



(c) Sinal de controle via *LMI*.



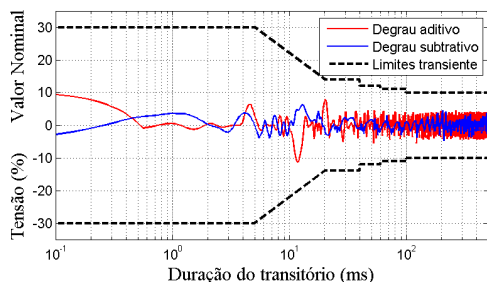
(d) Sinal de controle via *MSP*.

mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais experimentais são maiores do que os resultados de simulação, mas ainda dentro dos limites de transiente definidos pela *IEC 62040-3* com ambos os controladores.

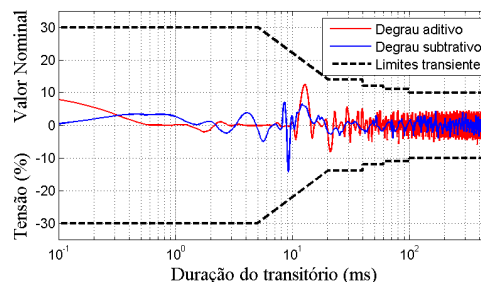
4.4.1.3 Controlador com três modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3ª e na 5ª harmônicas. A Tabela 28 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático realizados no laboratório. São mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via método de sintonia proposto. A Figura 59 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída

Figura 58: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para dois modos ressonantes.



(a) Perfil do desvio de tensão via LMI.

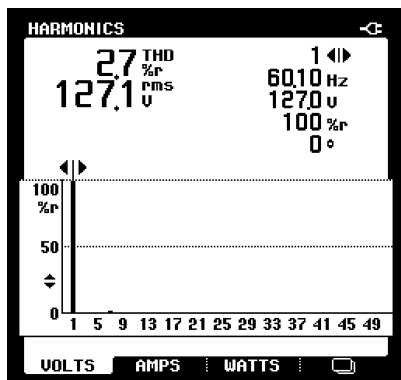


(b) Perfil do desvio de tensão via MSP.

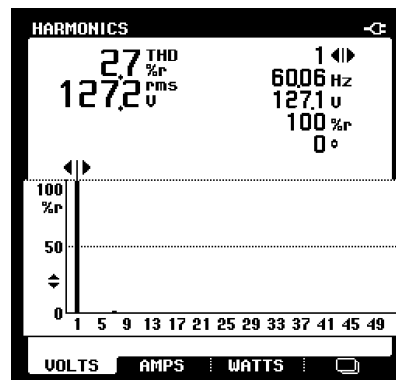
Tabela 28: Resultados de THD e IHD para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	THD [%]	IHD_3 [%]	IHD_5 [%]	IHD_7 [%]	IHD_9 [%]	IHD_{11} [%]	IHD_{13} [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007$							
$LMI: K = [-5,22 \quad -5,11 \quad -40,00 \quad 847,25 \quad -78,31 \quad 567,97 \quad -111,63 \quad 376,21]$							
$\xi_5 = 0,007$	2,70	0,54	0,89	2,07	0,68	0,33	0,78
$MSP: K = [-5,91 \quad -4,84 \quad -55,30 \quad 1118,69 \quad -110,03 \quad 698,67 \quad -155,52 \quad 437,66]$							
$\xi_5 = 0,007$	2,70	0,52	0,82	2,22	0,62	0,35	0,68

Figura 59: THD da tensão de saída e tensão RMS para três modos ressonantes.



(a) THD da tensão de saída via LMI.



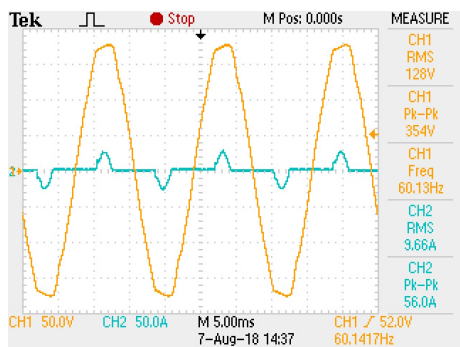
(b) THD da tensão de saída via MSP.

e o seu respectivo valor RMS . Os registros das formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 60.

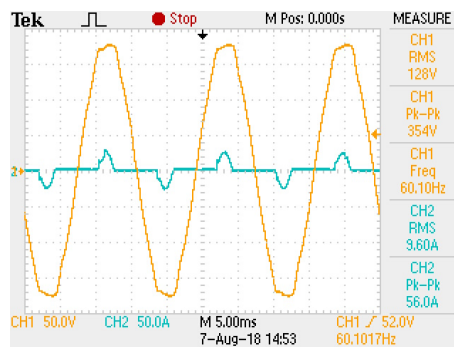
Os resultados de desempenho estático experimentais para três modos ressonantes atendem as especificações definidas pela IEC 62040-3 com ambos os controladores. Eles atenuam a 3ª e a 5ª harmônicas, resultando em valores de THD menores. A IHD_5 é menor em relação ao caso com dois modos ressonantes, enquanto que o valor das harmônicas não compensadas é maior.

A Figura 61 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais experimentais são maiores do que os resultados de simulação, mas ainda dentro dos limites de transiente definidos pela IEC

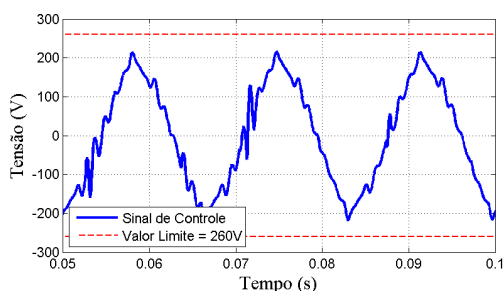
Figura 60: Resultados experimentais para três modos ressonantes.



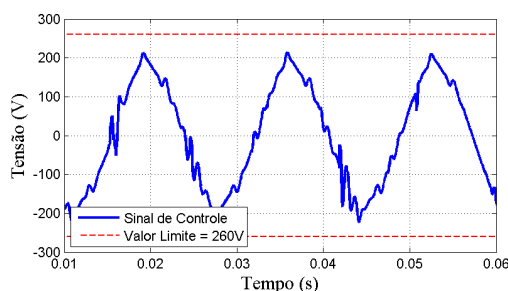
(a) Corrente e Tensão de saída via LMI.



(b) Corrente e Tensão de saída via MSP.

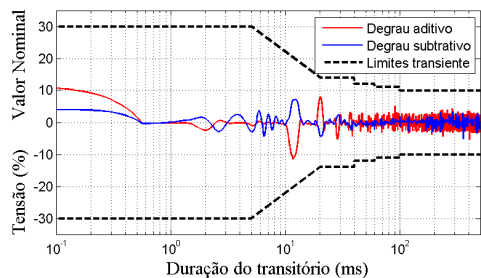


(c) Sinal de controle via LMI.

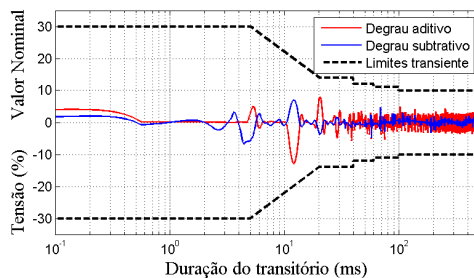


(d) Sinal de controle via MSP.

Figura 61: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para três modos ressonantes.



(a) Perfil do desvio de tensão via LMI.



(b) Perfil do desvio de tensão via MSP.

62040-3 com ambos os controladores.

4.4.1.4 Controlador com quatro modos ressonantes

Os resultados seguintes foram obtidos considerando o controlador sintonizado na frequência do sinal de referência, na 3^a, na 5^a e na 7^a harmônicas. A Tabela 29 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho estático realizados no laboratório, onde são mostrados os valores de *THD* e *IHD* e os ganhos obtidos via *LMI* e via método de sintonia proposto. A Figura 62 apresenta a respectiva análise de distorção harmônica da tensão de saída e o seu respectivo valor *RMS*. Os registros das formas de onda da tensão e corrente de saída e do sinal de controle considerados na obtenção desses resultados são apresentados na Figura 63.

Os resultados de desempenho estático experimentais para quatro modos ressonantes

Tabela 29: Resultados de *THD* e *IHD* para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007$							
<i>LMI</i> : $K = [-5,27 \ -5,17 \ -39,79 \ 876,72 \ -80,71 \ 588,14 \ -120,24 \ 388,95 \ -120,06 \ 209,74]$							
$\xi_7 = 0,007$	2,20	0,61	0,95	1,02	1,20	0,24	0,68
<i>MSP</i> : $K = [-5,95 \ -4,88 \ -52,05 \ 1065,90 \ -110,28 \ 678,01 \ -162,47 \ 430,46 \ -154,66 \ 218,62]$							
$\xi_7 = 0,007$	2,10	0,56	0,92	1,01	1,23	0,17	0,54

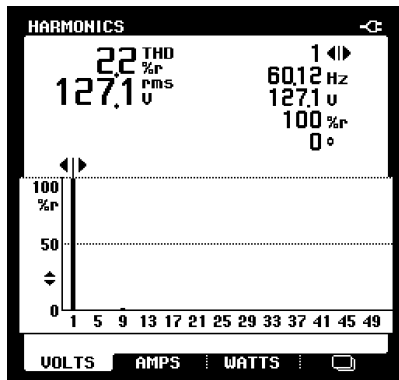
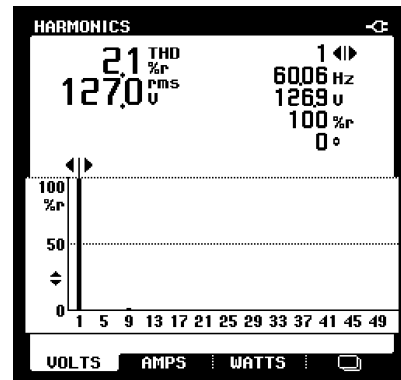
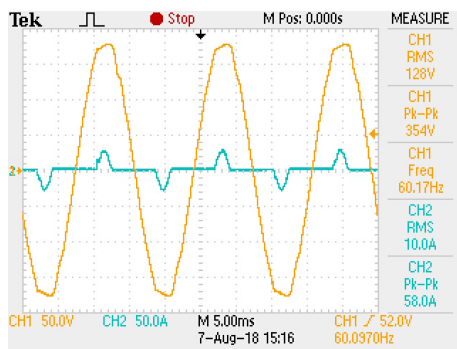
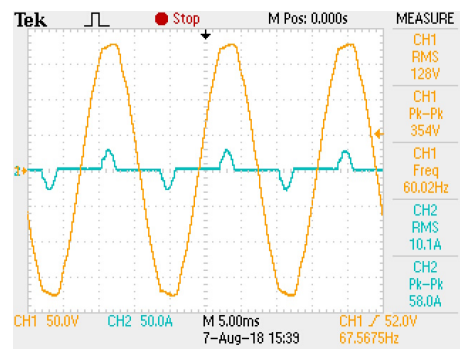
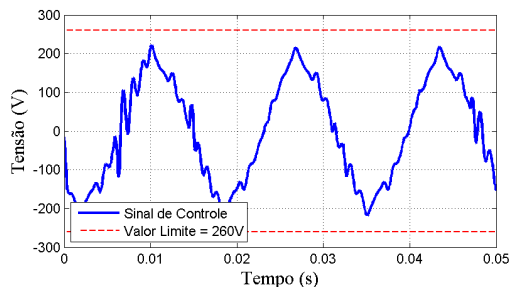
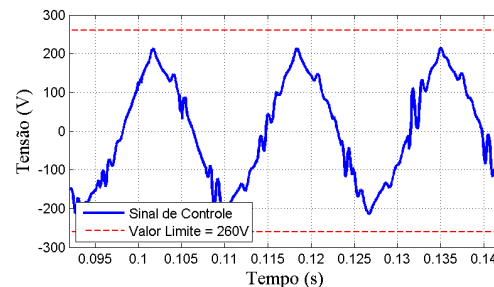
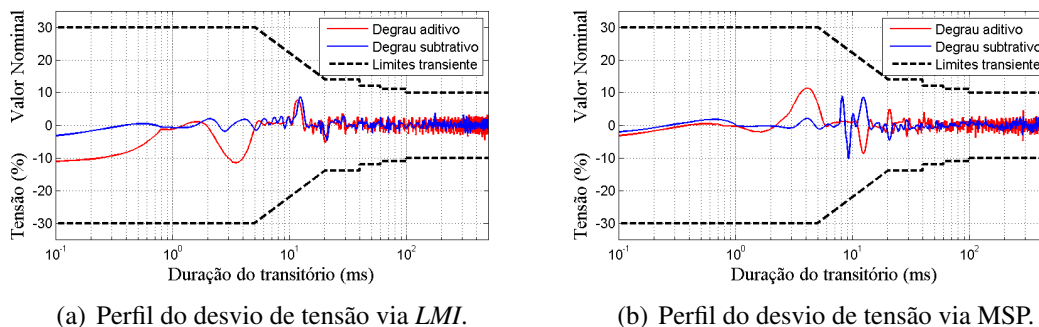
Figura 62: *THD* da tensão de saída e tensão *RMS* para quatro modos ressonantes.(a) *THD* da tensão de saída via *LMI*.(b) *THD* da tensão de saída via *MSP*.

Figura 63: Resultados experimentais para quatro modos ressonantes.

(a) Corrente e Tensão de saída via *LMI*.(b) Corrente e Tensão de saída via *MSP*.(c) Sinal de controle via *LMI*.(d) Sinal de controle via *MSP*.

atendem as especificações definidas pela *IEC 62040-3* com ambos os controladores. O controlador atenua a 3^a, a 5^a e a 7^a harmônicas, resultando em valores de *THD* menores.

Figura 64: Perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear para quatro modos ressonantes.



A IHD_7 é menor em relação ao caso com três modos ressonantes, enquanto que o valor das harmônicas não compensadas é maior.

A Figura 64 apresenta os resultados dos ensaios de desempenho dinâmico, onde são mostrados os gráficos do perfil de tolerância do desvio de tensão para degraus aditivos e subtrativos de carga não-linear. Os desvios percentuais experimentais são maiores do que os resultados de simulação, mas ainda dentro dos limites de transiente definidos pela IEC 62040-3 em ambos os controladores.

4.5 COMENTÁRIOS FINAIS

Neste capítulo, primeiramente, foi realizada a extensão do método de sintonia proposto em CARVALHO (2013) para os controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito. Também, foram apresentadas as equações algébricas que fornecem os ganhos de realimentação para controladores com até quatro modos ressonantes.

Após, foram apresentados os resultados obtidos para uma classe de *UPS*s de diferentes potências. Para tal, considerou-se os valores dos coeficientes de amortecimento utilizados na Seção 3.4.8 e os ganhos dos controladores foram calculados usando as equações do método de sintonia proposto.

Também, a partir do protótipo presente no laboratório, foram obtidos os resultados experimentais. Os resultados de simulação e experimentais se mantiveram similares e com o mesmo comportamento. Porém, os resultados experimentais se mostraram superiores devido à possíveis diferenças no modelo usado nas simulações, na implementação prática das cargas não-lineares, na tolerância dos componentes e/ou a limitações de *hardware*. Apesar disso, os resultados de simulação e experimentais mostraram a efetividade do método proposto com o atendimento dos requisitos de desempenho da norma, tanto para os ensaios estáticos quanto dinâmicos.

Apesar do método de sintonia baseado na equação diofantina não possuir nenhuma garantia de desempenho, em alguns casos os resultados obtidos via esse método foram similares aos obtidos via síntese *LMI*. Considerando os mesmos parâmetros de sintonia, os resultados obtidos para a *UPS* de 0,8 kVA se mostraram muito parecidos, tanto nos ensaios de simulação quanto experimentais. Já para a *UPS* de 10 kVA, a comparação foi realizada com parâmetros de sintonia diferentes, buscando a melhor solução possível via método de síntese *LMI*.

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, inicialmente foram revisados os conceitos referentes às *UPSs*, tais como a topologia *Online* de dupla conversão e o modelo matemático no espaço de estados que representa a dinâmica do estágio de saída desses sistemas. Também, apresentou-se a formulação dos controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito e a sua representação no espaço de estados. Segue que, a sintonia desses controladores implica na determinação dos coeficientes de amortecimento e nos ganhos de realimentação. O ganho finito permite que um pequeno fator de amortecimento seja aplicado nas frequências de interesse. Sendo o seu valor um compromisso entre a atenuação dos distúrbios provocados pelas cargas não-lineares e o atendimento das especificações definidas na norma (IEC, 2011).

Na sequência, como um dos objetivos deste trabalho, realizou-se um estudo sobre o sinal de corrente gerado por uma carga não-linear de referência que é composta por um circuito retificador e um filtro capacitivo. A partir desse estudo foi possível determinar a expressão analítica da corrente drenada por essas cargas quando alimentadas por uma tensão senoidal livre de distúrbios. Com a equação analítica, foi possível fazer uma análise no domínio da frequência e obter a sua decomposição harmônica através da série exponencial de Fourier. O modelo analítico da corrente no domínio tempo e frequência são contribuições importantes do trabalho.

A análise frequencial permitiu calcular a distorção harmônica nominal decorrente de cada componente harmônica de corrente. Como um segundo objetivo deste trabalho, a comparação destes valores com os limites de distorção harmônica individual da tensão de saída definidos na norma *IEC 62040-3*, resultou no limite máximo de atenuação das harmônicas de corrente. Os resultados apresentados na Tabela 2 é outra contribuição do trabalho, pois eles mostram que não é necessário aplicar ganho infinito aos controladores para atender os parâmetros da norma.

Considerando *UPSs* com diferentes potências de saída, verificou-se que as harmônicas de corrente apresentam o mesmo percentual de composição harmônica independente da potência considerada, quando normalizadas pela componente fundamental. Isso ocorre, pois as harmônicas de corrente mantém a proporção existente entre as cargas das *UPSs* de diferentes potências e entre si. Em contra partida, os valores da distorção harmônica nominal, são proporcionais e variam conforme o valor da potência considerada. Consequentemente, chegou-se a diferentes limites de atenuação para as harmônicas de corrente, conforme a Tabela 3. Verificou-se que esses limites possuem relação direta com o valor dos coeficientes de amortecimento, conforme resultados da Seção 3.4. A definição de um limitante superior para cada componente harmônica e para sistemas *UPS* com diferentes potências de saída é outra contribuição importante deste trabalho.

Com a determinação dos coeficientes de amortecimento, como um terceiro objetivo deste trabalho, realizou-se a extensão do método de sintonia proposto em (CARVALHO,

2013) para controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito. O método se baseia em uma abordagem de alocação de polos para projetar os ganhos de realimentação dos controladores. Ele considera o polinômio característico de uma determinada *UPS* cujos coeficientes são dependentes dos parâmetros do inversor a ser controlado, dos coeficientes de amortecimento e dos ganhos de realimentação. Também considera os coeficientes do polinômio característico desejado, os quais garantem as especificações de estabilidade e alocação de polos. O polinômio característico desejado foi determinado através de restrições na forma de *LMI*s para a *UPS* de referência de 3,5 kVA. A partir da comparação dos dois polinômios, desenvolveu-se um conjunto de equações que permitiram projetar diretamente os controladores de forma simples e sistemática.

Como último objetivo deste trabalho, os limites estabelecidos e a eficácia do método de sintonia proposto foram validados via resultados de simulação para uma classe de inversores de 0,8 kVA a 10 kVA. Também, de forma experimental em inversores de 0,8 kVA e 3,5 kVA alimentando uma carga não-linear. Observou-se ainda que com o uso de controladores de ganho finito, o distúrbio não é rejeitado completamente, mas a influência nas frequências maiores é menor, melhorando o desempenho para as harmônicas ímpares não compensadas. Isso possibilitou atender os requisitos de *THD* e *IHD* da norma (IEC, 2011) com um número menor de modos ressonantes quando comparado a PEREIRA et al. (2014), considerando a *UPS* 3,5 kVA. Adicionalmente, a redução no ganho dos controladores reduz a amplitude do sinal de controle, minimizando a ocorrência de saturação. Esses resultados são contribuições importantes deste trabalho e foram publicados e apresentados no XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA2018 (BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018).

Com o intuito de dar continuidade aos resultados apresentados nos capítulos anteriores, podem ser citadas as seguintes propostas de trabalhos futuros:

- Avaliação do desempenho do controlador múltiplo-ressonante de ganho finito projetado em outros sistemas, tais como: *UPS*s trifásicas, filtros ativos ou qualquer aplicação que envolva o seguimento/rejeição de sinais de referência/perturbação periódicos;
- Avaliação do impacto de pequenas variações na frequência do sinal de referência nos desempenhos estático e dinâmico do sistema com os controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito;
- Determinar as equações algébricas do método de sintonia proposto considerando o controlador múltiplo-ressonante de ganho finito em tempo discreto aplicado às *UPS*s;
- Projeto da frequência de corte do filtro passa-baixas do controlador repetitivo baseado na análise harmônica da carga não-linear.

REFERÊNCIAS

AL-AKAYSHEE, M.; YUAN, X. Application of non-ideal resonant controllers for DC link voltage ripple reduction in large wind turbine converters. In: IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES (PEMD 2016), 8. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2016. p.1–6.

ALEMI, P.; BAE, C.-J.; LEE, D.-C. Resonance suppression based on PR control for single-phase grid-connected inverters with LLCL filters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, New York, v.4, n.2, p.459–467, June 2016.

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE/INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS (ANSI/IEEE). **IEEE Std 944-1986**: IEEE recommended practice for the application and testing of uninterruptible power supplies for power generating stations. New York, 1986.

ANTON, H.; BIVENS, I.; DAVIS, S. **Cálculo**: um novo horizonte. 8th. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007. v.1.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT). **NBR 15014**: conversor a semicondutor: sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak): terminologia. Rio de Janeiro, 2003.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT). **NBR 15014**: conversor a semicondutor: sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak): segurança e desempenho. Rio de Janeiro, 2005.

ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback systems**: an introduction for scientists and engineers. 1st. ed. Princeton: Princeton University Press, 2008.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-controlled systems**: theory and design. 3rd. ed. Upper Saddle River: Dover Publications, 2011. (Dover Books on Electrical Engineering).

AYAD, A. et al. Proportional-resonant controller design for quasi-Z-source inverters with LC filters. In: IECON 2016 - 42ND ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2016. p.3558–3563.

BAZANELLA, A. S.; GOMES DA SILVA JR., J. M. **Sistemas de controle**: princípios e métodos de projeto. 1st. ed. Porto Alegre: UFRGS, 2005.

BERTOLDI, R.; FLORES, J. V.; PEREIRA, L. F. A. Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito aplicado a fontes ininterruptas de energia. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 22., 2018, João Pessoa. **Anais...** Campinas: SBA, 2018. p. 1–8.

BONAN, G. **Projeto de controladores repetitivos aplicados a sistemas ininterruptos de energia para o seguimento assintótico de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos**. 2010. 106 f. Dissertação (Mestrado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Faculdade de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2010.

CARBALLO, R. E. et al. Droop control strategy using resonant controllers to achieve resistive output impedance characteristics for UPS inverters. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2017. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2017. p.1–6.

CARBALLO, R. E. et al. Multiple resonant controllers strategy to achieve fault ride-through and high performance output voltage in UPS applications. **IET Power Electronics**, [S.l.], v.11, n.15, p.2415–2426, 2018.

CÁRDENAS, R. et al. Resonant control system for low-voltage ride-through in wind energy conversion systems. **IET Power Electronics**, [S.l.], v.9, n.6, p.1297–1305, May 2016.

CARVALHO, F. M. **Método alternativo para sintonia de múltiplos controladores ressonantes aplicados em sistemas ininterruptos de energia (Nobreak)**. 2013. 116 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2013.

CHEN, C.-T. **Linear system theory and design**. 2nd. ed. New York: Oxford University Press, 1995.

CHEN, C.-T. **Linear system theory and design**. 3rd. ed. New York: Oxford University Press, 1999.

CHEN, S. et al. Optimal design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverters. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 29., 2007, Rome. **Proceedings...** IEEE: New York, 2007. p. 236–241.

CHILALI, M.; GAHINET, P. H_∞ design with pole placement constraints: an LMI approach. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v. 41, n. 3, p. 358–367, Mar. 1996.

FLORES, J. V. et al. A systematic approach for robust repetitive controller design. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v. 54, p. 214 – 222, Sept. 2016.

FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle for linear multivariable regulators. **Applied Mathematics and Optimization**, Berlin, v. 2, n. 2, p. 170–194, June 1975.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 37, n. 3, p. 888–895, May 2001.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). **IEC 62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 3: method of specifying the performance and test requirements.** Geneva, 2011.

KEIEL, G. **Projeto em tempo discreto de controladores ressonantes aplicados a fontes ininterruptas de energia.** 2017. 135 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2017.

KHALFALLA, H. et al. An adaptive proportional resonant controller for single phase PV grid connected inverter based on band-pass filter technique. In: **IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPATIBILITY, POWER ELECTRONICS AND POWER ENGINEERING (CPE-POWERENG), 2017. Anais...** [S.l.: s.n.], 2017. p.436–441.

KOMURCUGIL, H. et al. Lyapunov-function and proportional-resonant-based control strategy for single-phase grid-connected VSI with LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v.63, n.5, p.2838–2849, May 2016.

LATHI, B. P. **Sinais e sistemas lineares.** 2nd. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.

LORENZINI, C. **Desenvolvimento de um controlador ressonante-repetitivo aplicado a fontes ininterruptas de energia.** 2015. 116 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre.

MACCARI, L. A. et al. LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v.29, n.7, p.3776–3785, July 2014.

MACCARI, L. A. et al. Robust pole location with experimental validation for three-phase grid-connected converters. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v.59, p.16 – 26, 2017.

MANSOOR, A. et al. An investigation of harmonics attenuation and diversity among distributed single-phase power electronic loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S.l.], v.10, n.1, p.467–473, Jan. 1995.

PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies: a systematic robust control design approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 61, n. 3, p. 1528–1538, Mar. 2014.

RYDER, J. D. **Engineering electronics with industrial applications and control.** 2nd. ed. New York: McGraw-Hill Book, 1967.

SAINZ, L.; MESAS, J. J.; FERRER, A. Characterization of non-linear load behavior. **Electric Power Systems Research**, [S.l.], v.78, n.10, p.1773 – 1783, 2008.

TEODORESCO, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, [S.l.], v. 153, n.5, p. 750 – 762, Sept. 2006.

WILLMANN, G. et al. Multiple-loop H-infinity control design for uninterruptible power supplies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 54, n. 3, p. 1–12, Jun. 2007.

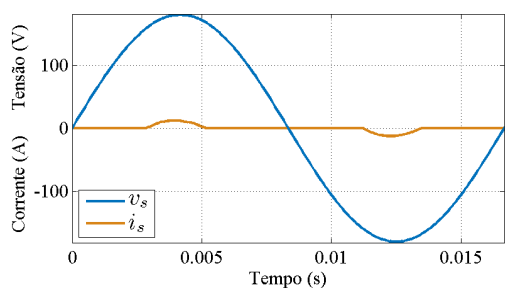
YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.58, n.11, p.5231–5250, Nov. 2011.

ZIEGLER, G.; NICHOLS, N. Optimum settings for automatic controllers. **Transactions of the ASME**, New York, v. 64, n. 11, p. 759–768, 1942.

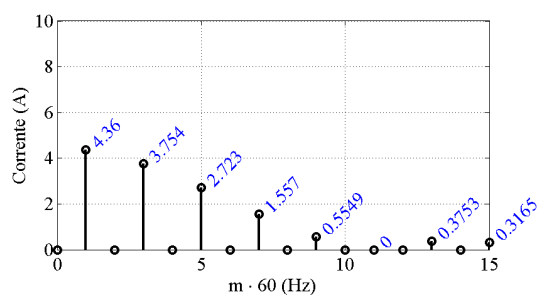
APÊNDICE A SIMULAÇÃO COM *UPS* DE DIFERENTES POTÊNCIAS

Neste apêndice são apresentados os gráficos obtidos via simulação para diferentes valores de potência aparente que corroboram os resultados obtidos analiticamente no Capítulo 3, Seção 3.3.1.

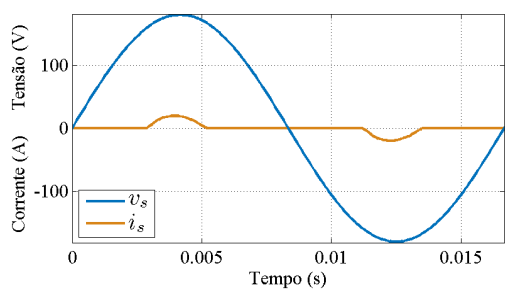
Figura 65: Corrente e Tensão de entrada e espectro de amplitude da corrente.



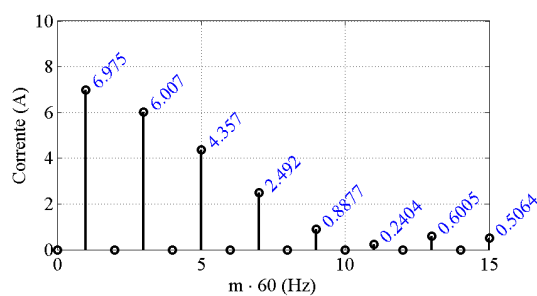
(a) Corrente e tensão de entrada para 0,5 kVA.



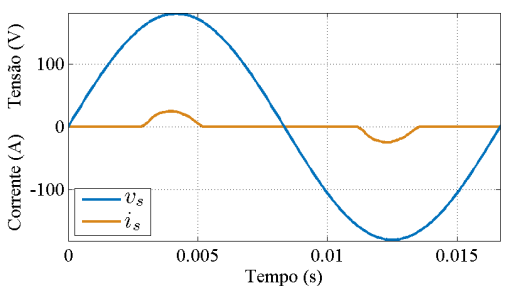
(b) Espectro de amplitude da corrente para 0,5 kVA.



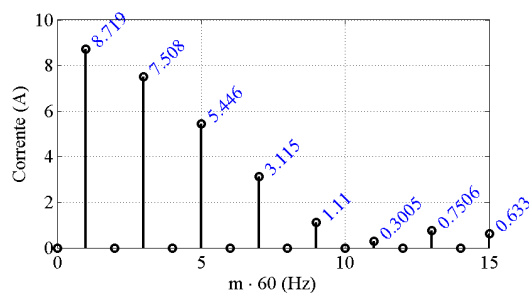
(c) Corrente e tensão de entrada para 0,8 kVA.



(d) Espectro de amplitude da corrente para 0,8 kVA.

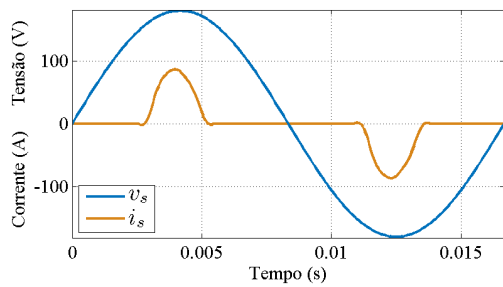


(e) Corrente e tensão de entrada para 1 kVA.

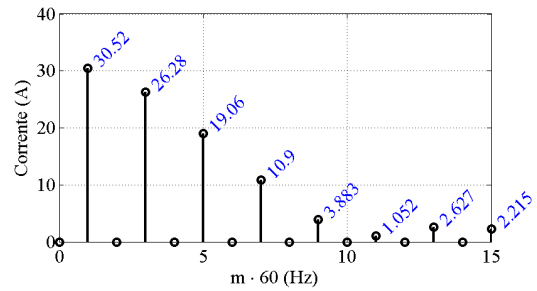


(f) Espectro de amplitude da corrente para 1 kVA.

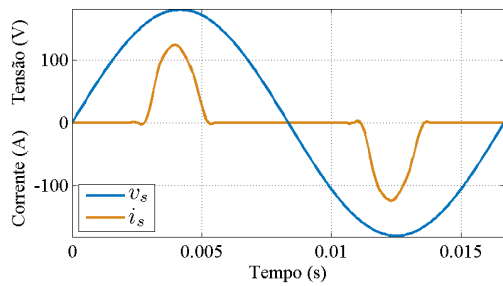
Figura 66: Corrente e Tensão de entrada e espectro de amplitude da corrente.



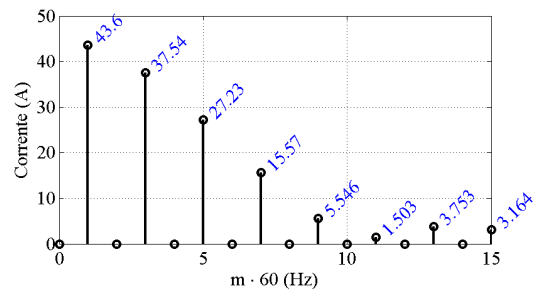
(a) Corrente e tensão de entrada para 3,5 kVA.



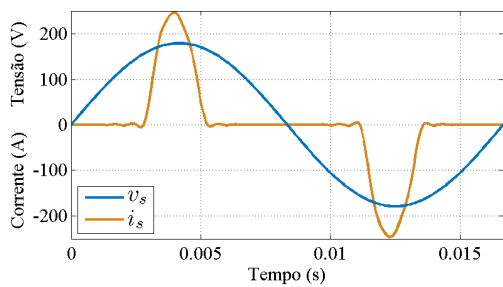
(b) Espectro de amplitude da corrente para 3,5 kVA.



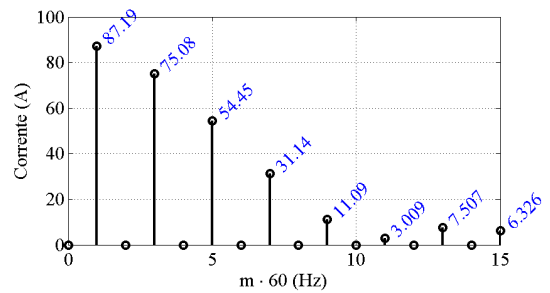
(c) Corrente e tensão de entrada para 5 kVA.



(d) Espectro de amplitude da corrente para 5 kVA.



(e) Corrente e tensão de entrada para 10 kVA.



(f) Espectro de amplitude da corrente para 10 kVA.

APÊNDICE B RESULTADOS NUMÉRICOS COMPLEMENTARES

Neste apêndice são apresentados resultados complementares aos ensaios de simulação e experimentais abordados no Capítulo 3, Seção 3.4.

B.1 Dois modos ressonantes

A Tabela 30 apresenta os resultados obtidos via simulação para a IHD_3 e para a $|T_{i_d}(j3\omega)|$ cuja atenuação deve ser inferior a $-9,35 [dB]$ para a norma ser atendida.

Tabela 30: Resultados de simulação para dois modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]
	5,00	-9,35
$\xi_1 = 0,003$		
$\xi_3 = 0,000$	0,00	-279,52
$\xi_3 = 0,003$	0,35	-30,70
$\xi_3 = 0,007$	1,03	-21,82
$\xi_3 = 0,010$	1,65	-18,15
$\xi_3 = 0,020$	5,88	-9,25
$\xi_1 = 0,007$		
$\xi_3 = 0,000$	0,00	-292,35
$\xi_3 = 0,003$	0,34	-31,15
$\xi_3 = 0,007$	0,97	-22,30
$\xi_3 = 0,010$	1,74	-17,72
$\xi_3 = 0,020$	5,92	-9,20
$\xi_1 = 0,010$		
$\xi_3 = 0,000$	0,00	-271,96
$\xi_3 = 0,003$	0,32	-31,60
$\xi_3 = 0,007$	0,91	-22,84
$\xi_3 = 0,010$	1,65	-18,13
$\xi_3 = 0,020$	5,87	-9,25

A Tabela 31 apresenta os resultados obtidos via implementação em laboratório para a IHD_3 e para a $|T_{i_d}(j3\omega)|$ cuja atenuação deve ser inferior a $-9,35 [dB]$ para a norma ser atendida.

Tabela 31: Resultados experimentais para dois modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]
	5,00	-9,35
$\xi_1 = 0,003$		
$\xi_3 = 0,000$	0,12	-279,52
$\xi_3 = 0,003$	0,28	-30,70
$\xi_3 = 0,007$	0,96	-21,82
$\xi_3 = 0,010$	1,58	-18,15
$\xi_3 = 0,020$	6,41	-9,25
$\xi_1 = 0,007$		
$\xi_3 = 0,000$	0,16	-292,35
$\xi_3 = 0,003$	0,17	-31,15
$\xi_3 = 0,007$	1,03	-22,30
$\xi_3 = 0,010$	1,80	-17,72
$\xi_3 = 0,020$	6,51	-9,20
$\xi_1 = 0,010$		
$\xi_3 = 0,000$	0,21	-271,96
$\xi_3 = 0,003$	0,28	-31,60
$\xi_3 = 0,007$	0,84	-22,84
$\xi_3 = 0,010$	1,70	-18,13
$\xi_3 = 0,020$	6,37	-9,25
$\xi_1 = 0,020$		
$\xi_3 = 0,000$	0,13	-285,47
$\xi_3 = 0,003$	0,16	-31,66
$\xi_3 = 0,007$	0,87	-22,23
$\xi_3 = 0,010$	1,46	-18,36
$\xi_3 = 0,020$	6,24	-9,28

B.2 Três modos ressonantes

A Tabela 32 apresenta os resultados obtidos via simulação para a IHD_3 , IHD_5 e para $|T_{i_d}(j3\omega)|$, $|T_{i_d}(j5\omega)|$ cujos valores precisam ser inferiores a $-9,35 [dB]$ e $-4,95 [dB]$, respectivamente, para a norma ser atendida.

Tabela 32: Resultados de simulação para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) [dB]$	IHD_5 [%]	$ T_{i_d}(j5\omega) [dB]$
	5,00	-9,35	6,00	-4,95
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000$				
$\xi_5 = 0,000$	0,00	-295,42	0,00	-272,93
$\xi_5 = 0,003$	0,00	-282,58	0,44	-24,89
$\xi_5 = 0,007$	0,00	-274,82	1,46	-15,25
$\xi_5 = 0,010$	0,00	-285,80	2,63	-10,94
$\xi_5 = 0,020$	0,00	-283,03	5,16	-6,55
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003$				
$\xi_5 = 0,000$	0,42	-30,24	0,00	-274,35
$\xi_5 = 0,003$	0,42	-30,01	0,45	-24,63
$\xi_5 = 0,007$	0,40	-30,38	1,41	-15,45
$\xi_5 = 0,010$	0,40	-30,31	2,60	-10,92
$\xi_5 = 0,020$	0,27	-33,09	5,09	-6,52
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010$				
$\xi_5 = 0,000$	1,99	-17,53	0,00	-274,61
$\xi_5 = 0,003$	1,92	-17,75	0,41	-25,06
$\xi_5 = 0,007$	1,89	-17,74	1,33	-15,43
$\xi_5 = 0,010$	1,85	-17,75	2,44	-10,92
$\xi_5 = 0,020$	1,38	-19,54	4,79	-6,46
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020$				
$\xi_5 = 0,000$	6,70	-9,22	0,00	-278,81
$\xi_5 = 0,003$	6,49	-9,28	0,31	-25,68
$\xi_5 = 0,007$	6,42	-9,22	1,06	-15,43
$\xi_5 = 0,010$	6,35	-9,21	1,97	-10,56
$\xi_5 = 0,020$	5,52	-9,26	3,71	-6,42

A Tabela 33 apresenta os resultados obtidos via implementação em laboratório para a IHD_3 , IHD_5 e para $|T_{i_d}(j3\omega)|$, $|T_{i_d}(j5\omega)|$ cujos valores precisam ser inferiores a $-9,35$ [dB] e $-4,95$ [dB], respectivamente, para a norma ser atendida.

Tabela 33: Resultados experimentais para três modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) $ [dB]	IHD_5 [%]	$ T_{i_d}(j5\omega) $ [dB]
	5,00	-9,35	6,00	-4,95
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000$				
$\xi_5 = 0,000$	0,10	-295,42	0,14	-272,93
$\xi_5 = 0,003$	0,23	-282,58	0,42	-24,89
$\xi_5 = 0,007$	0,28	-274,82	1,59	-15,25
$\xi_5 = 0,010$	0,26	-285,80	3,11	-10,94
$\xi_5 = 0,020$	0,19	-283,03	6,54	-6,55
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003$				
$\xi_5 = 0,000$	0,28	-30,24	0,22	-274,35
$\xi_5 = 0,003$	0,22	-30,01	0,36	-24,63
$\xi_5 = 0,007$	0,36	-30,38	1,61	-15,45
$\xi_5 = 0,010$	0,28	-30,31	3,08	-10,92
$\xi_5 = 0,020$	0,19	-33,09	6,42	-6,52
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010$				
$\xi_5 = 0,000$	2,11	-17,53	0,12	-274,61
$\xi_5 = 0,003$	1,87	-17,75	0,35	-25,06
$\xi_5 = 0,007$	1,96	-17,74	1,49	-15,43
$\xi_5 = 0,010$	1,87	-17,75	2,89	-10,92
$\xi_5 = 0,020$	1,39	-19,54	6,00	-6,46
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020$				
$\xi_5 = 0,000$	7,32	-9,22	0,21	-278,81
$\xi_5 = 0,003$	7,16	-9,28	0,21	-25,68
$\xi_5 = 0,007$	7,09	-9,22	1,16	-15,43
$\xi_5 = 0,010$	6,99	-9,21	2,39	-10,56
$\xi_5 = 0,020$	5,88	-9,26	4,67	-6,42

B.3 Quatro modos ressonantes

A Tabela 34 apresenta os resultados obtidos via simulação para a IHD_3 , IHD_5 , IHD_7 e para $|T_{id}(j3\omega)|$, $|T_{id}(j5\omega)|$, $|T_{id}(j7\omega)|$ cujos valores precisam ser inferiores a $-9,35 [dB]$, $-4,95 [dB]$ e $-1,63 [dB]$, respectivamente, para a norma ser atendida.

Tabela 34: Resultados de simulação para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{id}(j3\omega) [dB]$	IHD_5 [%]	$ T_{id}(j5\omega) [dB]$	IHD_7 [%]	$ T_{id}(j7\omega) [dB]$
	5,00	-9,35	6,00	-4,95	5,00	-1,63
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,000$						
$\xi_7 = 0,000$	0,00	-277,77	0,00	-280,77	0,00	-277,70
$\xi_7 = 0,003$	0,00	-279,52	0,00	-265,64	0,46	-20,16
$\xi_7 = 0,007$	0,00	-293,73	0,00	-260,88	1,52	-10,56
$\xi_7 = 0,010$	0,00	-274,67	0,00	-270,19	2,58	-6,67
$\xi_7 = 0,020$	0,00	-280,19	0,00	-281,51	2,94	-5,89
$\xi_7 = 0,100$	0,00	-271,01	0,00	-266,09	2,94	-5,84
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,003$						
$\xi_7 = 0,000$	0,00	-286,93	0,59	-23,94	0,00	-269,53
$\xi_7 = 0,003$	0,00	-277,62	0,57	-24,11	0,43	-20,25
$\xi_7 = 0,007$	0,00	-269,41	0,55	-23,92	1,45	-10,37
$\xi_7 = 0,010$	0,00	-271,69	0,48	-24,36	2,40	-6,61
$\xi_7 = 0,020$	0,00	-270,67	0,38	-26,15	2,77	-5,86
$\xi_7 = 0,100$	0,00	-278,32	0,40	-25,67	2,76	-5,79
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,007$						
$\xi_7 = 0,000$	0,00	-288,41	1,81	-14,92	0,00	-266,79
$\xi_7 = 0,003$	0,00	-283,02	1,73	-15,11	0,36	-20,33
$\xi_7 = 0,007$	0,00	-292,86	1,64	-15,05	1,20	-10,42
$\xi_7 = 0,010$	0,00	-278,19	1,56	-14,93	1,99	-6,51
$\xi_7 = 0,020$	0,00	-273,83	1,25	-16,45	2,39	-5,78
$\xi_7 = 0,100$	0,00	-287,62	1,31	-16,08	2,37	-5,71
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,010$						
$\xi_7 = 0,000$	0,00	-293,43	3,09	-10,80	0,00	-264,57
$\xi_7 = 0,003$	0,00	-279,70	3,01	-10,86	0,27	-20,26
$\xi_7 = 0,007$	0,00	-276,43	2,94	-10,65	0,93	-10,10
$\xi_7 = 0,010$	0,00	-277,80	2,60	-11,16	1,58	-6,56
$\xi_7 = 0,020$	0,00	-280,65	2,42	-11,57	1,87	-5,72
$\xi_7 = 0,100$	0,00	-280,68	2,65	-10,86	1,76	-5,57

A Tabela 35 apresenta os resultados obtidos via implementação em laboratório para a IHD_3 , IHD_5 , IHD_7 e para $|T_{i_d}(j3\omega)|$, $|T_{i_d}(j5\omega)|$, $|T_{i_d}(j7\omega)|$ cujos valores precisam ser inferiores a $-9,35 [dB]$, $-4,95 [dB]$ e $-1,63 [dB]$, respectivamente, para a norma ser atendida.

Tabela 35: Resultados experimentais para quatro modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	IHD_3 [%]	$ T_{i_d}(j3\omega) [dB]$	IHD_5 [%]	$ T_{i_d}(j5\omega) [dB]$	IHD_7 [%]	$ T_{i_d}(j7\omega) [dB]$
	5,00	-9,35	6,00	-4,95	5,00	-1,63
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,000$						
$\xi_7 = 0,000$	0,10	-277,77	0,16	-280,77	0,17	-277,70
$\xi_7 = 0,003$	0,12	-279,52	0,14	-265,64	0,57	-20,16
$\xi_7 = 0,007$	0,07	-293,73	0,10	-260,88	2,12	-10,56
$\xi_7 = 0,010$	0,10	-274,67	0,10	-270,19	3,85	-6,67
$\xi_7 = 0,020$	0,19	-280,19	0,16	-281,51	4,57	-5,89
$\xi_7 = 0,100$	0,09	-271,01	0,07	-266,09	4,54	-5,84
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,003$						
$\xi_7 = 0,000$	0,07	-286,93	0,64	-23,94	0,12	-269,53
$\xi_7 = 0,003$	0,12	-277,62	0,59	-24,11	0,59	-20,25
$\xi_7 = 0,007$	0,12	-269,41	0,69	-23,92	2,08	-10,37
$\xi_7 = 0,010$	0,19	-271,69	0,50	-24,36	3,75	-6,61
$\xi_7 = 0,020$	0,17	-270,67	0,35	-26,15	4,33	-5,86
$\xi_7 = 0,100$	0,16	-278,32	0,36	-25,67	4,38	-5,79
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,007$						
$\xi_7 = 0,000$	0,12	-288,41	2,15	-14,92	0,14	-266,79
$\xi_7 = 0,003$	0,07	-283,02	2,08	-15,11	0,45	-20,33
$\xi_7 = 0,007$	0,16	-292,86	1,85	-15,05	1,75	-10,42
$\xi_7 = 0,010$	0,10	-278,19	1,77	-14,93	3,17	-6,51
$\xi_7 = 0,020$	0,10	-273,83	1,42	-16,45	3,78	-5,78
$\xi_7 = 0,100$	0,16	-287,62	1,42	-16,08	3,87	-5,71
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,010$						
$\xi_7 = 0,000$	0,10	-293,43	3,90	-10,80	0,16	-264,57
$\xi_7 = 0,003$	0,14	-279,70	3,81	-10,86	0,33	-20,26
$\xi_7 = 0,007$	0,14	-276,43	3,66	-10,65	1,42	-10,10
$\xi_7 = 0,010$	0,17	-277,80	3,13	-11,16	2,61	-6,56
$\xi_7 = 0,020$	0,12	-280,65	2,84	-11,57	3,10	-5,72
$\xi_7 = 0,100$	0,05	-280,68	3,19	-10,86	2,91	-5,57

APÊNDICE C RESULTADOS EXPERIMENTAIS: PARÂMETROS DE DESEMPENHO ESTÁTICO

Neste apêndice são apresentados resultados experimentais realizados com a *UPS* de referência de 3,5 kVA alimentando uma carga não-linear em regime permanente.

C.1 Um modo ressonante

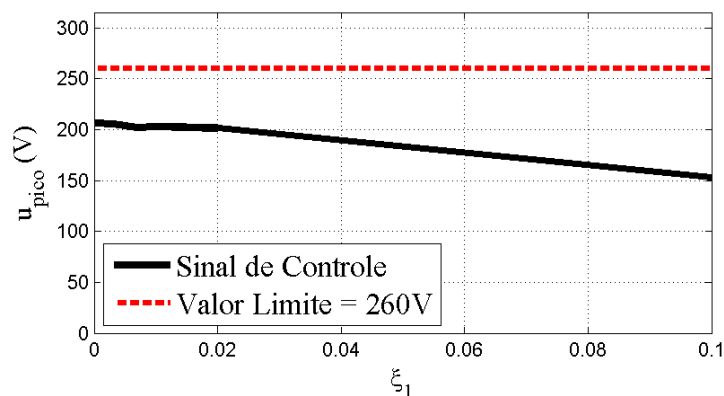
A Tabela 36 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com um modo ressonante.

Tabela 36: Resultados de *THD* e *IHD* com um modo ressonante.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000$	10,4	9,63	3,58	0,99	1,35	0,38	0,69
$\xi_1 = 0,003$	10,4	9,72	3,40	0,90	1,28	0,33	0,69
$\xi_1 = 0,007$	10,4	9,60	3,53	0,96	1,32	0,42	0,69
$\xi_1 = 0,010$	10,4	9,72	3,34	0,82	1,28	0,33	0,79
$\xi_1 = 0,020$	10,3	9,66	3,30	0,87	1,24	0,27	0,67

Na Figura 67 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_1 .

Figura 67: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_1 .



C.2 Dois modos ressonantes

A Tabela 37 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com dois modos ressonantes.

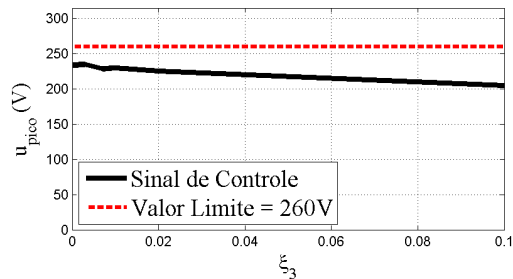
Tabela 37: Resultados de *THD* e *IHD* com dois modos ressonantes.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000$							
$\xi_3 = 0,000$	6,9	0,14	6,42	1,21	1,40	1,06	0,47
$\xi_3 = 0,003$	6,7	0,22	6,34	1,12	1,45	0,99	0,48
$\xi_3 = 0,007$	6,5	0,93	6,06	0,90	1,44	0,90	0,52
$\xi_3 = 0,010$	6,5	1,71	5,85	0,76	1,44	0,88	0,61
$\xi_3 = 0,020$	8,1	6,49	4,50	0,36	1,49	0,38	0,69
$\xi_3 = 0,100$	10,5	9,85	3,39	0,90	1,35	0,38	0,69
$\xi_1 = 0,003$							
$\xi_3 = 0,000$	6,8	0,12	6,37	1,17	1,46	1,15	0,52
$\xi_3 = 0,003$	6,7	0,28	6,29	1,13	1,53	1,09	0,61
$\xi_3 = 0,007$	6,5	0,96	6,01	0,89	1,41	0,99	0,56
$\xi_3 = 0,010$	6,5	1,58	5,87	0,82	1,48	0,92	0,63
$\xi_3 = 0,020$	8,0	6,41	4,45	0,38	1,42	0,38	0,75
$\xi_1 = 0,007$							
$\xi_3 = 0,000$	6,8	0,16	6,36	1,22	1,45	1,14	0,52
$\xi_3 = 0,003$	6,7	0,17	6,31	1,12	1,45	0,99	0,45
$\xi_3 = 0,007$	6,5	1,03	6,07	0,91	1,47	0,94	0,54
$\xi_3 = 0,010$	6,4	1,80	5,77	0,75	1,49	0,91	0,59
$\xi_3 = 0,020$	8,0	6,51	4,48	0,37	1,47	0,31	0,75
$\xi_1 = 0,010$							
$\xi_3 = 0,000$	6,8	0,21	6,36	1,21	1,42	1,10	0,46
$\xi_3 = 0,003$	6,7	0,28	6,24	1,12	1,42	1,11	0,47
$\xi_3 = 0,007$	6,5	0,84	6,10	0,93	1,42	0,96	0,47
$\xi_3 = 0,010$	6,3	1,70	5,77	0,84	1,44	0,89	0,58
$\xi_3 = 0,020$	8,0	6,37	4,43	0,35	1,37	0,39	0,68
$\xi_1 = 0,020$							
$\xi_3 = 0,000$	6,7	0,13	6,27	1,23	1,46	1,13	0,50
$\xi_3 = 0,003$	6,6	0,16	6,22	1,12	1,33	1,12	0,50
$\xi_3 = 0,007$	6,4	0,87	5,95	0,94	1,41	1,00	0,52
$\xi_3 = 0,010$	6,4	1,46	5,84	0,85	1,44	0,94	0,53
$\xi_3 = 0,020$	7,9	6,24	4,47	0,35	1,38	0,42	0,69

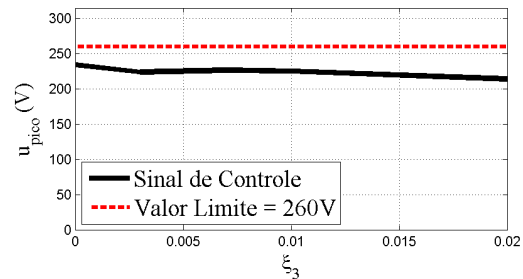
O controlador ressonante de 2 modos rejeita apenas as perturbações da 3^a harmônica. Como consequência do efeito colchão d'água, ocorre o aumento das perturbações nas harmônicas ímpares não compensadas. A 5^a harmônica aumenta significativamente ($IHD_5 = 6,42$) em comparação com o controlador de um modo ressonante ($IHD_5 = 3,58$). Entretanto, conforme mostrado na Tabela 37, com o controlador de ganho finito verifica-se que conforme o valor de ξ_3 aumenta, a IHD_3 também aumenta até ultrapassar o limite da norma. Em contrapartida, a IHD das harmônicas ímpares não compensadas vai diminuindo até passar a atender a norma, caso da IHD_5 .

Na Figura 68 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_3 .

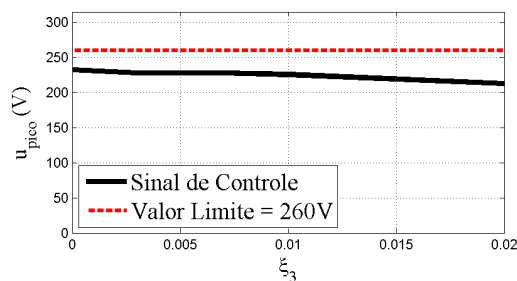
Figura 68: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_3 .



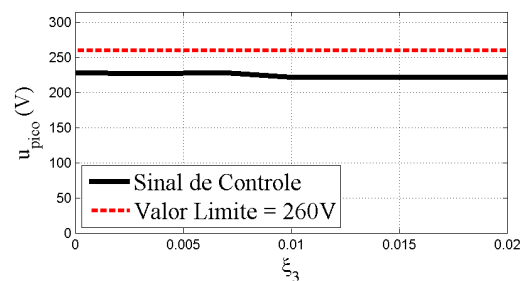
(a) $\xi_1 = 0,000$



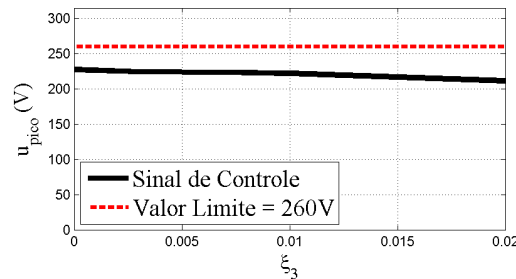
(b) $\xi_1 = 0,003$



(c) $\xi_1 = 0,007$



(d) $\xi_1 = 0,010$



(e) $\xi_1 = 0,020$

Na Figura 68 são apresentados os gráficos com a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em regime permanente para o controlador de 2 modos. Pode-se observar que a amplitude do sinal de controle efetivamente diminui com o aumento do valor do ξ_3 . O mesmo comportamento também foi obtido nos demais experimentos e controladores com múltiplos modos ressonantes.

C.3 Três modos ressonantes

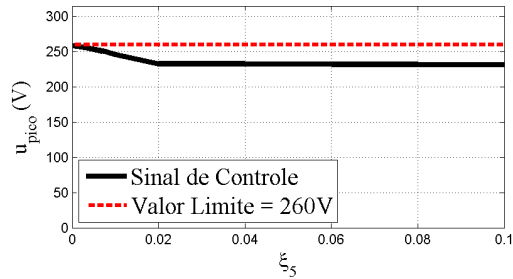
A Tabela 38 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com três modos ressonantes.

Tabela 38: Resultados de *THD* e *IHD* com três modos ressonantes.

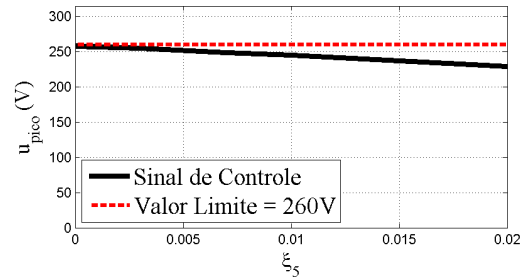
Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000$							
$\xi_5 = 0,000$	4,9	0,10	0,14	4,42	0,69	1,47	1,04
$\xi_5 = 0,003$	4,8	0,23	0,42	4,35	0,57	1,52	0,93
$\xi_5 = 0,007$	4,5	0,28	1,59	3,71	0,45	1,38	0,83
$\xi_5 = 0,010$	4,7	0,26	3,11	2,97	0,67	1,36	0,45
$\xi_5 = 0,020$	7,0	0,19	6,54	1,33	1,56	1,14	0,52
$\xi_5 = 0,100$	6,9	0,14	6,40	1,28	1,45	1,19	0,48
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003$							
$\xi_5 = 0,000$	4,9	0,28	0,22	4,45	0,61	1,52	1,00
$\xi_5 = 0,003$	4,6	0,22	0,36	4,12	0,50	1,44	0,93
$\xi_5 = 0,007$	4,3	0,36	1,61	3,55	0,47	1,42	0,62
$\xi_5 = 0,010$	4,6	0,28	3,08	2,82	0,66	1,40	0,50
$\xi_5 = 0,020$	6,8	0,19	6,42	1,26	1,49	1,09	0,48
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007$							
$\xi_5 = 0,000$	4,7	1,07	0,14	4,15	0,48	1,33	0,83
$\xi_5 = 0,003$	4,5	1,07	0,33	3,90	0,42	1,30	0,80
$\xi_5 = 0,007$	4,2	1,13	1,58	3,33	0,45	1,37	0,64
$\xi_5 = 0,010$	4,5	1,07	2,96	2,64	0,75	1,37	0,43
$\xi_5 = 0,020$	6,7	0,69	6,29	1,07	1,56	1,02	0,54
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010$							
$\xi_5 = 0,000$	4,8	2,11	0,12	3,88	0,49	1,33	0,92
$\xi_5 = 0,003$	4,5	1,87	0,35	3,70	0,38	1,33	0,83
$\xi_5 = 0,007$	4,3	1,96	1,49	3,17	0,47	1,37	0,52
$\xi_5 = 0,010$	4,5	1,87	2,89	2,39	0,69	1,28	0,29
$\xi_5 = 0,020$	6,5	1,39	6,00	0,92	1,50	0,97	0,61
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020$							
$\xi_5 = 0,000$	7,9	7,32	0,21	2,59	0,55	1,14	0,28
$\xi_5 = 0,003$	7,7	7,16	0,21	2,40	0,57	1,09	0,31
$\xi_5 = 0,007$	7,5	7,09	1,16	1,85	0,85	1,02	0,22
$\xi_5 = 0,010$	7,6	6,99	2,39	1,11	1,04	0,78	0,47
$\xi_5 = 0,020$	7,7	5,88	4,67	0,42	1,47	0,42	0,69

Na Figura 69 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_5 .

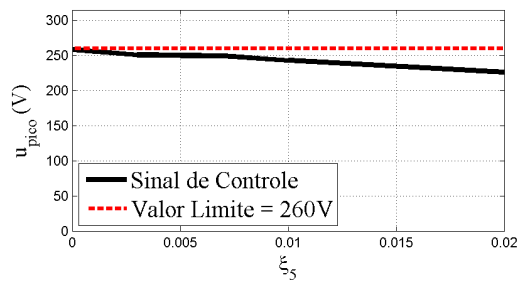
Figura 69: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_5 .



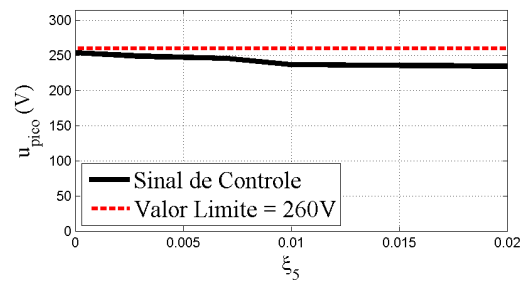
(a) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$



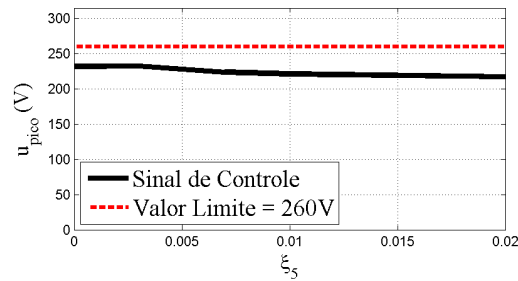
(b) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,003$



(c) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$



(d) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,010$



(e) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,020$

C.4 Quatro modos ressonantes

A Tabela 39 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com quatro modos ressonantes.

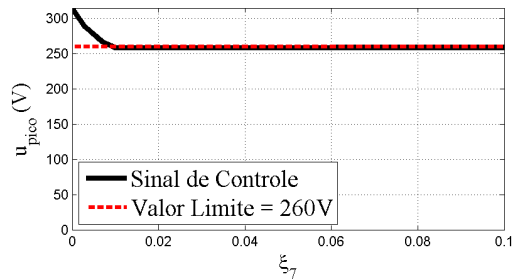
Tabela 39: Resultados de *THD* e *IHD* com quatro modos ressonantes e $\xi_3 = 0,000$.

Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,000$							
$\xi_7 = 0,000$	4,3	0,10	0,16	0,17	3,84	0,97	1,32
$\xi_7 = 0,003$	3,6	0,12	0,14	0,57	2,95	0,64	1,39
$\xi_7 = 0,007$	3,4	0,07	0,10	2,12	2,07	0,89	1,30
$\xi_7 = 0,010$	4,5	0,10	0,10	3,85	0,94	1,39	1,04
$\xi_7 = 0,020$	5,1	0,19	0,16	4,57	0,74	1,58	1,04
$\xi_7 = 0,100$	5,1	0,09	0,07	4,54	0,73	1,54	1,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,003$							
$\xi_7 = 0,000$	3,6	0,07	0,64	0,12	2,98	0,64	1,39
$\xi_7 = 0,003$	3,4	0,12	0,59	0,59	2,77	0,64	1,33
$\xi_7 = 0,007$	3,3	0,12	0,69	2,08	1,79	0,97	1,23
$\xi_7 = 0,010$	4,4	0,19	0,50	3,75	0,82	1,42	1,09
$\xi_7 = 0,020$	4,8	0,17	0,35	4,33	0,69	1,56	0,99
$\xi_7 = 0,100$	4,9	0,16	0,36	4,38	0,66	1,58	0,95
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,007$							
$\xi_7 = 0,000$	3,6	0,12	2,15	0,14	2,34	0,71	1,27
$\xi_7 = 0,003$	3,4	0,07	2,08	0,45	2,06	0,68	1,30
$\xi_7 = 0,007$	3,4	0,16	1,85	1,75	1,37	1,06	1,11
$\xi_7 = 0,010$	4,1	0,10	1,77	3,17	0,45	1,37	0,81
$\xi_7 = 0,020$	4,5	0,10	1,42	3,78	0,49	1,54	0,87
$\xi_7 = 0,100$	4,6	0,16	1,42	3,87	0,45	1,44	0,83
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,010$							
$\xi_7 = 0,000$	4,5	0,10	3,90	0,16	1,49	0,90	0,95
$\xi_7 = 0,003$	4,3	0,14	3,81	0,33	1,25	0,94	1,04
$\xi_7 = 0,007$	4,3	0,14	3,66	1,42	0,59	1,21	0,75
$\xi_7 = 0,010$	4,5	0,17	3,13	2,61	0,47	1,40	0,62
$\xi_7 = 0,020$	4,7	0,12	2,84	3,10	0,59	1,42	0,57
$\xi_7 = 0,100$	4,8	0,05	3,19	2,91	0,76	1,47	0,56
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,000; \xi_5 = 0,020$							
$\xi_7 = 0,000$	7,3	0,09	7,14	0,10	1,02	1,04	0,59
$\xi_7 = 0,003$	7,2	0,09	6,97	0,07	1,06	1,09	0,52
$\xi_7 = 0,007$	7,1	0,17	6,84	0,36	1,23	1,09	0,57
$\xi_7 = 0,010$	7,0	0,10	6,63	1,04	1,46	1,06	0,54
$\xi_7 = 0,020$	7,0	0,05	6,47	1,42	1,58	1,21	0,68
$\xi_7 = 0,100$	7,0	0,14	6,46	1,42	1,58	1,30	0,68

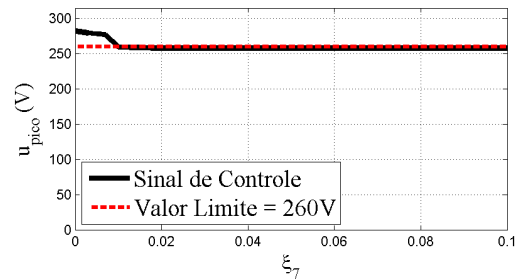
A eliminação da perturbação na 3^a, 5^a e 7^a harmônicas faz a perturbação da 9^a (*IHD*₉ = 3,84) aumentar em comparação com o controlador ressonante de ganho finito. Novamente ocorre o efeito colchão d'água ilustrado pelo aumento da *IHD* da 9^a harmônica.

Na Figura 70 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_7 .

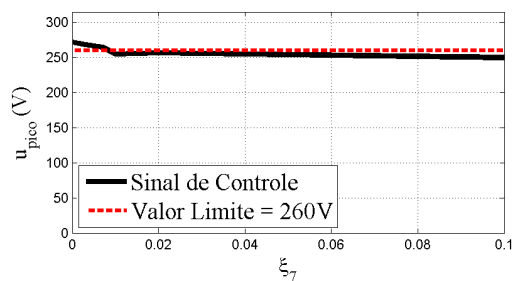
Figura 70: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_7 .



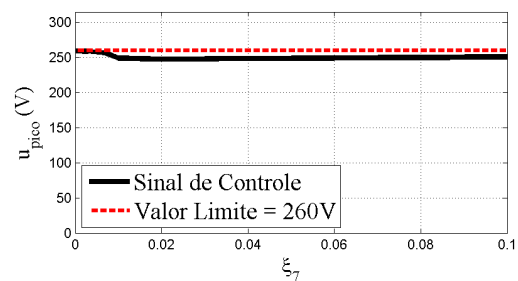
(a) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$; $\xi_5 = 0,000$



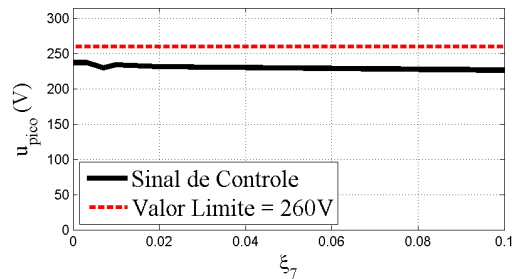
(b) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$; $\xi_5 = 0,003$



(c) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$; $\xi_5 = 0,007$



(d) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$; $\xi_5 = 0,010$



(e) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,000$; $\xi_5 = 0,020$

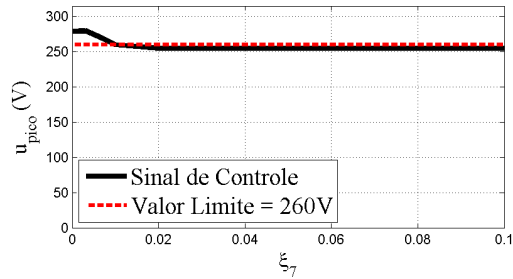
A Tabela 40 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com quatro modos ressonantes.

Tabela 40: Resultados de *THD* e *IHD* com quatro modos ressonantes e $\xi_3 = 0,003$.

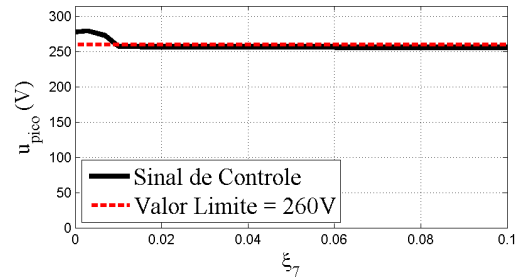
Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003; \xi_5 = 0,000$							
$\xi_7 = 0,000$	3,8	0,43	0,17	0,19	3,28	0,64	1,37
$\xi_7 = 0,003$	3,4	0,54	0,14	0,57	2,87	0,63	1,35
$\xi_7 = 0,007$	3,4	0,36	0,14	2,08	2,05	0,88	1,27
$\xi_7 = 0,010$	4,4	0,38	0,12	3,78	0,87	1,25	1,07
$\xi_7 = 0,020$	5,0	0,29	0,10	4,51	0,71	1,54	0,97
$\xi_7 = 0,100$	4,9	0,23	0,17	4,50	0,64	1,51	0,95
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003; \xi_5 = 0,003$							
$\xi_7 = 0,000$	3,5	0,45	0,68	0,24	3,03	0,68	1,33
$\xi_7 = 0,003$	3,3	0,43	0,56	0,54	2,60	0,66	1,34
$\xi_7 = 0,007$	3,2	0,36	0,50	1,98	1,73	0,99	1,21
$\xi_7 = 0,010$	4,2	0,38	0,49	3,55	0,76	1,40	0,92
$\xi_7 = 0,020$	4,7	0,21	0,29	4,28	0,57	1,58	0,94
$\xi_7 = 0,100$	4,8	0,26	0,33	4,24	0,59	1,50	0,86
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003; \xi_5 = 0,007$							
$\xi_7 = 0,000$	3,6	0,38	2,03	0,24	2,36	0,69	1,16
$\xi_7 = 0,003$	3,3	0,36	2,01	0,40	2,08	0,75	1,21
$\xi_7 = 0,007$	3,3	0,38	1,89	1,72	1,21	1,01	1,11
$\xi_7 = 0,010$	4,0	0,42	1,68	3,07	0,43	1,44	0,78
$\xi_7 = 0,020$	4,5	0,29	1,37	3,74	0,50	1,54	0,87
$\xi_7 = 0,100$	4,5	0,26	1,42	3,76	0,50	1,49	0,73
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003; \xi_5 = 0,010$							
$\xi_7 = 0,000$	4,3	0,38	3,83	0,16	1,37	0,92	0,88
$\xi_7 = 0,003$	4,2	0,35	3,71	0,33	1,20	1,06	0,94
$\xi_7 = 0,007$	4,1	0,38	3,47	1,34	0,56	1,16	0,75
$\xi_7 = 0,010$	4,5	0,28	3,11	2,54	0,48	1,31	0,69
$\xi_7 = 0,020$	4,6	0,21	2,86	3,05	0,68	1,37	0,61
$\xi_7 = 0,100$	4,6	0,29	2,95	3,00	0,69	1,53	0,56
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,003; \xi_5 = 0,020$							
$\xi_7 = 0,000$	7,1	0,26	6,90	0,10	1,07	0,97	0,52
$\xi_7 = 0,003$	7,2	0,21	6,91	0,05	1,04	1,02	0,54
$\xi_7 = 0,007$	7,0	0,24	6,67	0,38	1,23	1,02	0,55
$\xi_7 = 0,010$	6,9	0,24	6,45	0,99	1,46	1,14	0,52
$\xi_7 = 0,020$	6,9	0,17	6,41	1,28	1,59	1,11	0,68
$\xi_7 = 0,100$	6,9	0,23	6,42	1,32	1,60	1,18	0,73

Na Figura 71 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_7 .

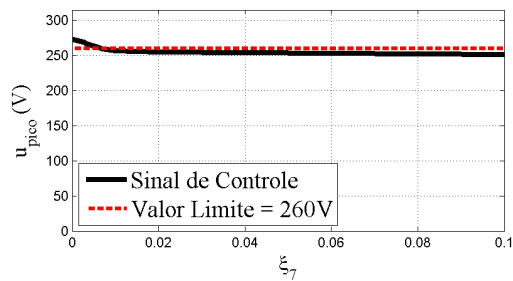
Figura 71: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_7 .



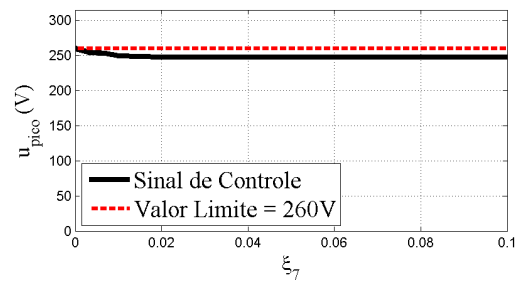
(a) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,003$; $\xi_5 = 0,000$



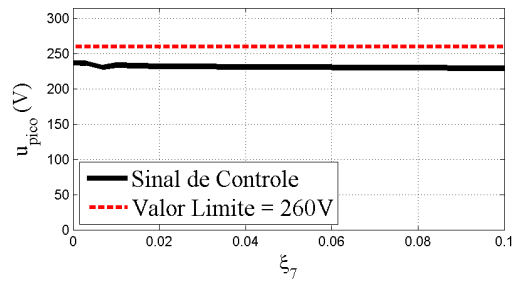
(b) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,003$; $\xi_5 = 0,003$



(c) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,003$; $\xi_5 = 0,007$



(d) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,003$; $\xi_5 = 0,010$



(e) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,003$; $\xi_5 = 0,020$

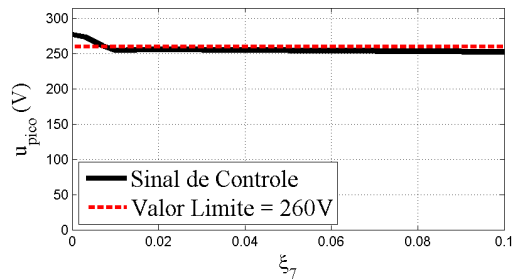
A Tabela 41 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com quatro modos ressonantes.

Tabela 41: Resultados de *THD* e *IHD* com quatro modos ressonantes e $\xi_3 = 0,007$.

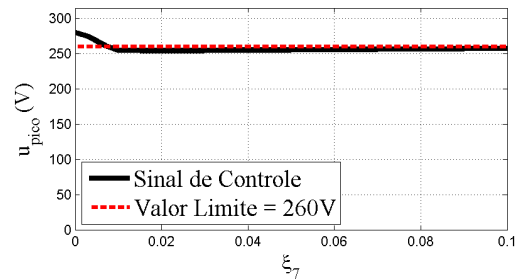
Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,000$							
$\xi_7 = 0,000$	3,8	1,35	0,17	0,23	3,14	0,69	1,37
$\xi_7 = 0,003$	3,6	1,37	0,14	0,56	2,76	0,64	1,27
$\xi_7 = 0,007$	3,5	1,30	0,17	2,03	1,94	0,94	1,18
$\xi_7 = 0,010$	4,4	1,16	0,17	3,61	0,95	1,42	0,99
$\xi_7 = 0,020$	4,8	1,01	0,05	4,28	0,62	1,54	0,85
$\xi_7 = 0,100$	5,0	1,01	0,17	4,30	0,62	1,54	0,81
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,003$							
$\xi_7 = 0,000$	3,8	1,41	0,71	0,19	2,69	0,68	1,39
$\xi_7 = 0,003$	3,4	1,25	0,56	0,49	2,53	0,69	1,28
$\xi_7 = 0,007$	3,3	1,18	0,45	1,98	1,59	0,90	1,25
$\xi_7 = 0,010$	4,1	1,11	0,33	3,45	0,57	1,30	0,88
$\xi_7 = 0,020$	4,7	1,06	0,40	4,06	0,49	1,55	0,82
$\xi_7 = 0,100$	4,7	1,06	0,47	4,00	0,61	1,54	0,80
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007$							
$\xi_7 = 0,000$	3,6	1,30	2,04	0,23	2,15	0,64	1,21
$\xi_7 = 0,003$	3,4	1,28	2,01	0,49	1,75	0,85	1,01
$\xi_7 = 0,007$	3,3	1,23	1,84	1,72	1,01	1,11	0,87
$\xi_7 = 0,010$	4,0	1,08	1,66	2,95	0,42	1,32	0,69
$\xi_7 = 0,020$	4,3	0,99	1,37	3,45	0,47	1,42	0,64
$\xi_7 = 0,100$	4,5	0,95	1,47	3,74	0,74	1,52	0,29
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,010$							
$\xi_7 = 0,000$	4,3	1,14	3,70	0,12	1,21	0,92	0,88
$\xi_7 = 0,003$	4,2	1,26	3,60	0,35	0,94	0,92	0,74
$\xi_7 = 0,007$	4,1	1,14	3,38	1,33	0,47	1,16	0,61
$\xi_7 = 0,010$	4,4	1,14	3,14	2,32	0,57	1,28	0,40
$\xi_7 = 0,020$	4,4	0,83	2,75	2,84	0,69	1,35	0,47
$\xi_7 = 0,100$	4,5	0,83	2,84	2,84	0,67	1,40	0,42
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,020$							
$\xi_7 = 0,000$	7,0	1,01	6,71	0,12	1,16	0,83	0,55
$\xi_7 = 0,003$	7,0	0,92	6,68	0,07	1,21	0,90	0,55
$\xi_7 = 0,007$	6,8	0,83	6,46	0,31	1,30	0,92	0,43
$\xi_7 = 0,010$	6,6	0,90	6,21	0,80	1,46	0,99	0,57
$\xi_7 = 0,020$	6,8	0,57	6,34	1,13	1,63	1,06	0,69
$\xi_7 = 0,100$	6,8	0,54	6,36	1,11	1,59	1,04	0,59

Na Figura 72 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_7 .

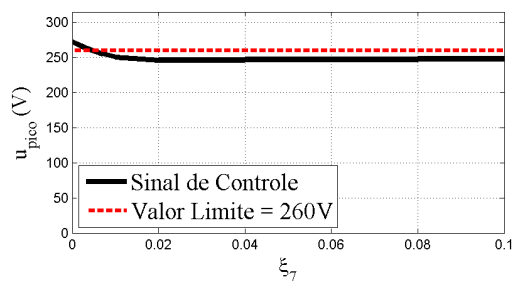
Figura 72: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_7 .



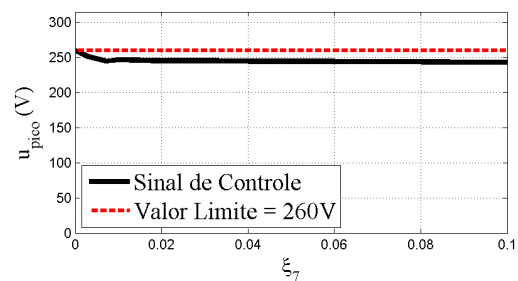
(a) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,000$



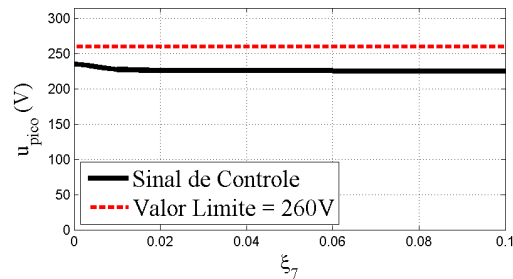
(b) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,003$



(c) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,007$



(d) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,010$



(e) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,007$; $\xi_5 = 0,020$

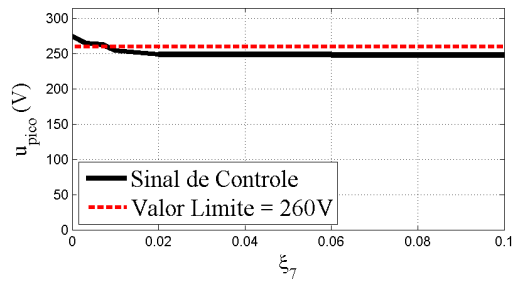
A Tabela 42 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com quatro modos ressonantes.

Tabela 42: Resultados de *THD* e *IHD* com quatro modos ressonantes e $\xi_3 = 0,010$.

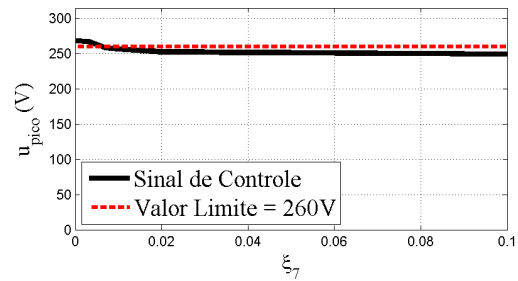
Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010; \xi_5 = 0,000$							
$\xi_7 = 0,000$	4,1	2,36	0,07	0,14	2,88	0,55	1,20
$\xi_7 = 0,003$	3,9	2,32	0,17	0,55	2,57	0,59	1,27
$\xi_7 = 0,007$	3,8	2,25	0,14	2,01	1,65	0,90	1,14
$\xi_7 = 0,010$	4,4	2,08	0,10	3,43	0,64	1,20	0,85
$\xi_7 = 0,020$	4,8	1,77	0,16	4,11	0,55	1,47	0,83
$\xi_7 = 0,100$	4,9	1,84	0,14	4,09	0,54	1,46	0,80
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010; \xi_5 = 0,003$							
$\xi_7 = 0,000$	3,8	2,31	0,57	0,19	2,62	0,57	1,21
$\xi_7 = 0,003$	3,6	2,34	0,69	0,50	2,13	0,62	1,21
$\xi_7 = 0,007$	3,6	2,27	0,52	1,79	1,30	0,92	0,95
$\xi_7 = 0,010$	4,2	2,03	0,42	3,26	0,50	1,30	0,85
$\xi_7 = 0,020$	4,7	1,82	0,35	3,84	0,54	1,51	0,71
$\xi_7 = 0,100$	4,7	1,80	0,36	3,88	0,50	1,47	0,73
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010; \xi_5 = 0,007$							
$\xi_7 = 0,000$	3,8	2,24	2,07	0,24	1,75	0,75	1,11
$\xi_7 = 0,003$	3,6	2,22	1,99	0,38	1,51	0,78	0,95
$\xi_7 = 0,007$	3,6	2,08	1,80	1,58	0,87	1,11	0,80
$\xi_7 = 0,010$	4,2	2,10	1,60	2,76	0,36	1,32	0,56
$\xi_7 = 0,020$	4,3	1,56	1,21	3,41	0,45	1,39	0,62
$\xi_7 = 0,100$	4,3	1,83	1,42	3,25	0,47	1,36	0,54
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010; \xi_5 = 0,010$							
$\xi_7 = 0,000$	4,5	2,04	3,62	0,14	0,99	0,90	0,69
$\xi_7 = 0,003$	4,4	2,13	3,52	0,38	0,74	0,90	0,71
$\xi_7 = 0,007$	4,3	2,11	3,28	1,14	0,35	1,11	0,54
$\xi_7 = 0,010$	4,5	2,01	3,04	2,10	0,61	1,32	0,36
$\xi_7 = 0,020$	4,4	1,65	2,72	2,70	0,71	1,35	0,42
$\xi_7 = 0,100$	4,5	1,69	2,85	2,52	0,64	1,31	0,35
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,010; \xi_5 = 0,020$							
$\xi_7 = 0,000$	6,8	1,58	6,38	0,10	1,16	0,85	0,50
$\xi_7 = 0,003$	6,8	1,65	6,32	0,07	1,20	0,85	0,59
$\xi_7 = 0,007$	6,6	1,61	6,16	0,28	1,35	0,88	0,55
$\xi_7 = 0,010$	6,6	1,56	5,99	0,68	1,42	0,92	0,62
$\xi_7 = 0,020$	6,6	1,12	6,14	0,97	1,54	0,97	0,57
$\xi_7 = 0,100$	6,6	1,30	6,10	0,92	1,51	0,95	0,69

Na Figura 73 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_7 .

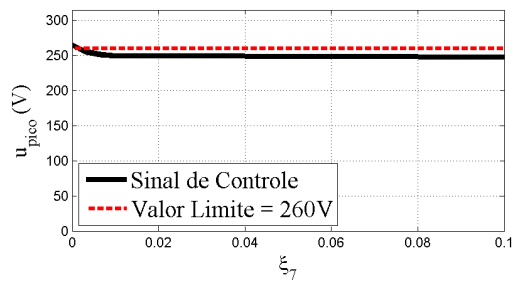
Figura 73: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_7 .



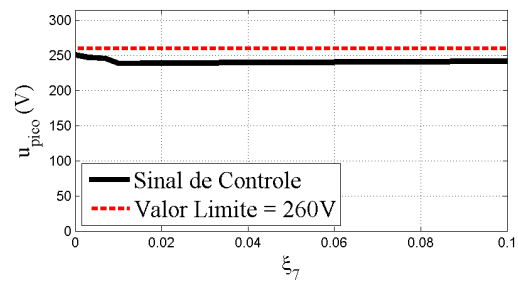
(a) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,010$; $\xi_5 = 0,000$



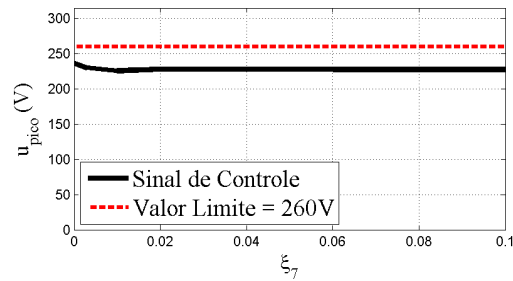
(b) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,010$; $\xi_5 = 0,003$



(c) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,010$; $\xi_5 = 0,007$



(d) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,010$; $\xi_5 = 0,010$



(e) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,010$; $\xi_5 = 0,020$

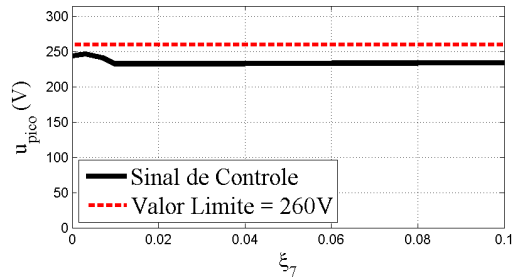
A Tabela 43 apresenta os resultados de *THD* e *IHD* para controlador com quatro modos ressonantes.

Tabela 43: Resultados de *THD* e *IHD* com quatro modos ressonantes e $\xi_3 = 0,020$.

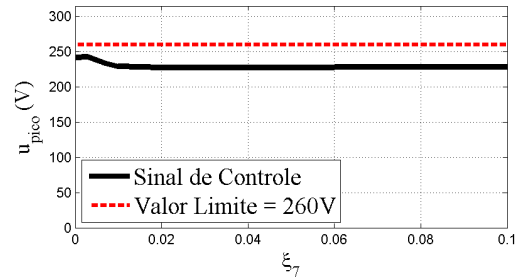
Norma (IEC, 2011)	<i>THD</i> [%]	<i>IHD</i> ₃ [%]	<i>IHD</i> ₅ [%]	<i>IHD</i> ₇ [%]	<i>IHD</i> ₉ [%]	<i>IHD</i> ₁₁ [%]	<i>IHD</i> ₁₃ [%]
	8,00	5,00	6,00	5,00	1,50	3,50	3,00
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020; \xi_5 = 0,000$							
$\xi_7 = 0,000$	8,2	8,05	0,19	0,16	1,44	0,64	0,87
$\xi_7 = 0,003$	8,1	7,89	0,22	0,36	1,26	0,71	0,80
$\xi_7 = 0,007$	7,9	7,69	0,16	1,32	0,54	0,93	0,55
$\xi_7 = 0,010$	7,9	7,46	0,23	2,23	0,47	1,11	0,36
$\xi_7 = 0,020$	7,7	7,04	0,19	2,73	0,62	1,18	0,36
$\xi_7 = 0,100$	7,8	7,18	0,09	2,58	0,61	1,18	0,35
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020; \xi_5 = 0,003$							
$\xi_7 = 0,000$	8,0	7,83	0,35	0,16	1,26	0,69	0,69
$\xi_7 = 0,003$	7,9	7,69	0,35	0,31	1,07	0,76	0,67
$\xi_7 = 0,007$	7,7	7,54	0,35	1,20	0,38	0,92	0,45
$\xi_7 = 0,010$	7,7	7,28	0,21	2,08	0,49	1,02	0,36
$\xi_7 = 0,020$	7,5	6,89	0,16	2,56	0,64	1,09	0,36
$\xi_7 = 0,100$	7,6	7,09	0,24	2,44	0,64	1,14	0,38
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020; \xi_5 = 0,007$							
$\xi_7 = 0,000$	7,8	7,62	1,52	0,16	0,55	0,76	0,42
$\xi_7 = 0,003$	7,7	7,51	1,44	0,17	0,43	0,80	0,35
$\xi_7 = 0,007$	7,6	7,28	1,42	0,92	0,40	0,90	0,40
$\xi_7 = 0,010$	7,5	7,08	1,26	1,61	0,68	0,97	0,26
$\xi_7 = 0,020$	7,3	6,81	1,04	2,08	0,81	1,00	0,28
$\xi_7 = 0,100$	7,4	6,94	1,11	1,94	0,83	1,06	0,38
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020; \xi_5 = 0,010$							
$\xi_7 = 0,000$	7,8	7,26	2,74	0,10	0,42	0,71	0,31
$\xi_7 = 0,003$	7,8	7,30	2,75	0,10	0,69	0,66	0,35
$\xi_7 = 0,007$	7,6	6,97	2,53	0,57	0,73	0,85	0,29
$\xi_7 = 0,010$	7,6	7,04	2,39	0,97	1,00	0,76	0,36
$\xi_7 = 0,020$	7,4	6,77	2,20	1,37	1,07	0,88	0,45
$\xi_7 = 0,100$	7,4	6,81	2,31	1,25	1,11	0,85	0,38
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,020; \xi_5 = 0,020$							
$\xi_7 = 0,000$	7,8	6,20	4,43	0,07	1,58	0,47	0,81
$\xi_7 = 0,003$	7,9	6,10	4,52	0,12	1,51	0,42	0,75
$\xi_7 = 0,007$	7,9	6,24	4,54	0,16	1,51	0,36	0,76
$\xi_7 = 0,010$	7,9	6,17	4,58	0,29	1,52	0,42	0,74
$\xi_7 = 0,020$	7,7	5,74	4,78	0,49	1,49	0,50	0,73
$\xi_7 = 0,100$	7,8	5,81	4,84	0,43	1,52	0,48	0,73

Na Figura 74 é apresentada a evolução da amplitude de pico do sinal de controle em relação a variação do valor do ξ_7 .

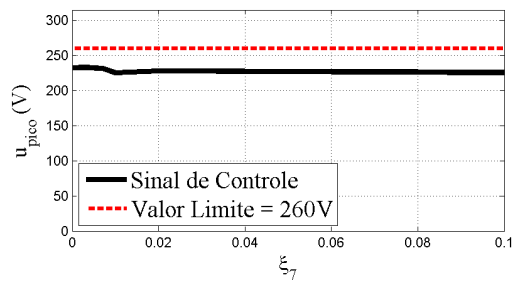
Figura 74: Evolução da amplitude do sinal de controle em relação a variação de ξ_7 .



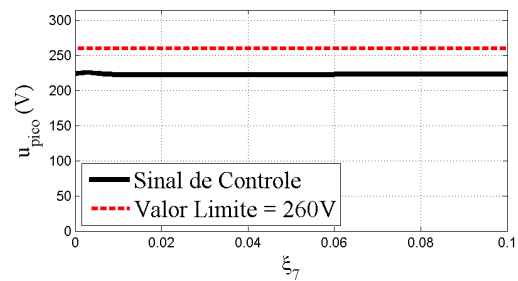
(a) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,020$; $\xi_5 = 0,000$



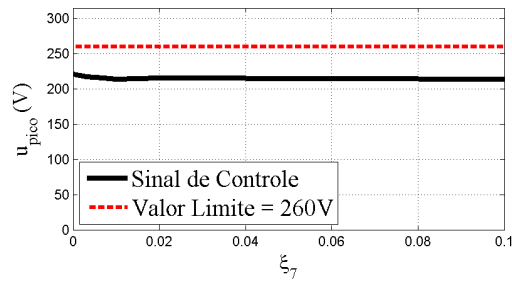
(b) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,020$; $\xi_5 = 0,003$



(c) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,020$; $\xi_5 = 0,007$



(d) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,020$; $\xi_5 = 0,010$



(e) $\xi_1 = 0,000$; $\xi_3 = 0,020$; $\xi_5 = 0,020$

APÊNDICE D COEFICIENTES DO POLINÔMIO CARACTERÍSTICO DESEJADO

Neste apêndice são apresentadas as tabelas com os valores dos coeficientes do polinômio característico desejado $P_d(s)$, dado em (97), para cada um dos modos ressonantes. Eles foram obtidos considerando os parâmetros da *UPS* de referência de 3,5 kVA.

D.1 Controlador com um modo ressonante

Tabela 44: Coeficientes do $P_d(s)$ para um modo ressonante.

Coeficiente	Valor
$\xi_1 = 0,000$	
α_{pd_0}	1
α_{pd_1}	6031,9343460020
α_{pd_2}	25246590,032311
α_{pd_3}	10060727403,064
α_{pd_4}	3188204727712,8

D.2 Controlador com dois modos ressonantes

Tabela 45: Coeficientes do $P_d(s)$ para dois modos ressonantes.

Coeficiente	Valor
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007$	
α_{pd_0}	1
α_{pd_1}	5998,86797297613
α_{pd_2}	26306330,8138472
α_{pd_3}	16821057747,1937
α_{pd_4}	34969460842555,7
α_{pd_5}	7906911127458600
α_{pd_6}	4324359254982000100

D.3 Controlador com três modos ressonantes

Tabela 46: Coeficientes do $P_d(s)$ para três modos ressonantes.

Coeficiente	Valor
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007$	
α_{pd_0}	1
α_{pd_1}	6120,8573512663
α_{pd_2}	30486136,877272047
α_{pd_3}	40797631582,725723
α_{pd_4}	129925780283717,45
α_{pd_5}	70075947945958776
α_{pd_6}	129207881978960280000
α_{pd_7}	27222156730510938000000
α_{pd_8}	15433585713804961000000000

D.4 Controlador com quatro modos ressonantes

Tabela 47: Coeficientes do $P_d(s)$ para quatro modos ressonantes.

Coeficiente	Valor
$\xi_1 = 0,000; \xi_3 = 0,007; \xi_5 = 0,007; \xi_7 = 0,007$	
α_{pd_0}	1
α_{pd_1}	6206,5024808725
α_{pd_2}	37883446,248309568
α_{pd_3}	85722029561,00412
α_{pd_4}	344456733400549,5
α_{pd_5}	361742332171343490
α_{pd_6}	1035810647134349600000
α_{pd_7}	515620325398572660000000
α_{pd_8}	914335554832030830000000000
α_{pd_9}	183654824728204750000000000000
$\alpha_{pd_{10}}$	10738354192270552000000000000000