

**PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA**

OTÁVIO SIMÕES MANO

**PROJETO DE CONTROLADORES RESSONANTES PARA SISTEMAS ININTERRUPTOS DE ENERGIA
PARA SEGUIMENTO ASSINTÓTICO DE SINAIS DE REFERÊNCIA SENOIDAIS E REJEIÇÃO DE
HARMÔNICOS**

PORTO ALEGRE

2010

OTÁVIO SIMÕES MANO

**PROJETO DE CONTROLADORES RESSONANTES PARA SISTEMAS ININTERRUPTOS DE ENERGIA
PARA SEGUIMENTO ASSINTÓTICO DE SINAIS DE REFERÊNCIA SENOIDAIS E REJEIÇÃO DE
HARMÔNICOS**

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

Orientador: Prof. Dr. Daniel Ferreira Coutinho

PORTO ALEGRE

2010

OTÁVIO SIMÕES MANO

**PROJETO DE CONTROLADORES RESSONANTES PARA SISTEMAS ININTERRUPTOS DE ENERGIA
PARA SEGUIMENTO ASSINTÓTICO DE SINAIS DE REFERÊNCIA SENOIDAIS E REJEIÇÃO DE
HARMÔNICOS**

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

Aprovada em 29 de Março de 2010.

BANCA REVISORA:

Prof. Dr. Daniel Ferreira Coutinho – Presidente

Prof. Dr. Fernando Soares dos Reis – PUCRS

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira – UFRGS

Dedico este trabalho aos meus pais pelo apoio,
incentivo, paciência e por sempre estarem comigo
nesta incansável jornada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Ao orientador Prof. Dr. Daniel Ferreira Coutinho pelo apoio, paciência, compreensão que em meio as suas férias respondia prontamente a todos os e-mails.

Aos engenheiros e colegas Rodrigo Laux Tabbal, Edson de Araujo, Leonardo Gasperin e Guilherme Bonan pelo seu auxilio incondicional na realização prática deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Luiz Fernando Alves Pereira pelo apoio.

Resumo

Esta dissertação apresenta uma estratégia de controle robusto para seguimento de referência senoidal com erro nulo e rejeição de componentes harmônicos em regime permanente, para uma fonte ininterrupta de energia (*UPS – Uninterruptable Power Supply*) monofásica de 5kVA. Com este objetivo, empregam-se múltiplos compensadores ressonantes os quais são sintonizados na frequência fundamental e nas componentes harmônicas mais importantes presentes em cargas não lineares. A formalização do projeto dos ganhos dos compensadores ressonantes baseia-se na formulação por desigualdades matriciais lineares (*LMI – Linear Matrix Inequalities*) considerando variações de carga linear e distúrbios. As condições de projeto utilizadas nesta dissertação garantem a estabilidade robusta do sistema de controle e incorpora requisitos de desempenho transitório (*D*-estabilidade) e rejeição de distúrbios (norma H_∞). Para avaliar o comportamento da técnica de controle proposta, realizam-se vários experimentos em laboratório considerando cargas lineares e não lineares de acordo com a norma IEC-62040-3, onde verifica-se o bom comportamento do sistema de controle em termos de resposta transitória, regulação, e rejeição de harmônicos.

Abstract

This master's thesis presents a robust control strategy for tracking sinusoidal reference signals with a zero error and the rejection of harmonic components in steady state for a 5kVA single phase uninterruptible power supply (*UPS*). To this end, multiple resonant compensators are applied to control the *UPS* subject to nonlinear loads, where the controllers are tuned in the fundamental frequency and in the most important harmonic components of the load current. The control parameters design is formulated in terms of linear matrix inequalities (LMI) considering load variations and disturbances. The proposed design conditions ensure the robust stability of the control system and incorporate performance specifications to obtain a good tradeoff between the transient response (*D*-stability) and disturbance attenuation (H_∞). To evaluate the performance of the proposed control strategy, several practical experiments are carried out considering linear and nonlinear loads in accordance to the IEC-62040-3 standard, where the control system has obtained a nice performance in terms of transient response and harmonic rejection.

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Sistema realimentado	21
Figura 2.2 – Diagrama de Bode da Função $C(s)$ em (2.3).	22
Figura 2.3 – Sistema realimentado com o controlador ressonante.....	23
Figura 2.4 – Conjunto politópico com vértices v_i , para $i = 1, \dots, 5$	25
Figura 2.5 - Diagrama de blocos de um sistema realimentado com incerteza.....	26
Figura 2.6 – Domínio de Lyapunov utilizado para estimar a região de atração de um ponto de equilíbrio local.	27
Figura 2.7 – Conceitos de estabilidade de Lyapunov.	28
Figura 2.8 – Regiões LMI: (a) Semi-plano, (b) setor cônico, e (c) Disco.	34
Figura 3.1 – Esquema simplificado do sistema <i>UPS</i> , onde a parte destacada é considerada no modelo.....	40
Figura 3.2 - Circuito da <i>UPS</i> utilizado.....	41
Figura 3.3 - Diagrama fasorial de blocos do inversor.....	43
Figura 3.4 – Circuito de carga não linear com retificador a diodo em ponte completa e carga RC.	47
Figura 3.5 – Exemplo da corrente consumida por uma carga não linear.....	48
Figura 3.6 – Possível modelo linear de uma carga não linear através de múltiplas redes RL e RC.	48
Figura 3.7 – Modelo de carga considerado nesta dissertação.	49
Figura 3.8 – Múltiplos compensadores ressonantes para rejeição de harmônicos.....	51
Figura 3.9 – Pólos alocados na região $D_1 \cap D_2$	55
Figura 4. 1 - Modelo da carga não linear.	59
Figura 4. 2 - Esquema elétrico e de controle da simulação contínua no PSIM.....	63
Figura 4. 3 – Circuito de controle da componente fundamental usado na simulação.....	64
Figura 4. 4 – Formas de onda simuladas de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro de saída da <i>UPS</i> e a referencia para o acionamento de carga linear, com compensador de frequência fundamental.....	64
Figura 4. 5 – Formas de onda simuladas de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro de saída da <i>UPS</i> e a referencia para o acionamento de carga não linear, com compensador de frequência fundamental.....	65
Figura 4. 6 – Circuito de controle da componente de terceiro harmônico usado na simulação....	65
Figura 4. 7 – Formas de onda simuladas de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro de saída da <i>UPS</i> e a referencia para o acionamento de carga linear, com compensador de frequência fundamental e 3º harmônico.....	66
Figura 4. 8 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga não linear com controle da fundamental acrescido o compensador do terceiro harmônico, em regime e o transitório.	66

Figura 4. 9 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga linear com controle completo, em regime e o transitório.	67
Figura 4. 10 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga linear com compensadores Fundamenta, 3°,5°, 7° e 9°, em regime e o transitório.	67
Figura 4. 11 – Esquema elétrico e de controle da simulação discreta no PSIM.	68
Figura 4. 12 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga linear com controle discreto, em regime e o transitório.	69
Figura 4. 13 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga não linear com controle discreto, em regime e o transitório.	69
Figura 4. 14 – DHT da tensão com carga não linear com controle discreto.	70
Figura 4. 15 – Placa de aquisição de dados <i>DSP Texas Instruments</i>	70
Figura 4. 16 - Diagrama de blocos do sistema implementado no MatLab em tempo real.....	71
Figura 4. 17 - Sub-sistema do controlador.	72
Figura 4. 18 - Controlador ressonante implementado no Real-Time.....	72
Figura 4. 19 - Sub-sistema da planta da <i>UPS</i> (comunicação com o DSP).....	72
Figura 4. 20 - Configuração do ADC do DSP (comunicação com o DSP)	73
Figura 4. 21 - Configuração do gerador de PWM (comunicação com o DSP).....	73
Figura 4. 22 – Estrutura da <i>UPS</i>	74
Figura 4. 23 – Espectro harmônico e forma de onda com o compensador de freqüência fundamental.....	75
Figura 4. 24 – Espectro harmônico e forma de onda dos compensadores de freqüência fundamental e 3° harmônico.....	75
Figura 4. 25 – Espectro harmônico e forma de onda com os compensadores de freqüência fundamental, 3° e 5° harmônicos.....	76
Figura 4. 26 - Espectro harmônico e forma de onda com os compensadores de freqüência fundamental, 3°, 5° e 7° harmônicos.....	76
Figura 4. 27 - Espectro harmônico e forma de onda com os compensadores de freqüência fundamental, 3°, 5°, 7° e 9° harmônicos.	77
Figura 4. 28 – Degrau aditivo de carga.	78
Figura 4. 29 – Degrau subtrativo de carga.	78
Figura 4. 30 – Perfil 1 de tolerância do transitório de tensão da <i>UPS</i> Norma IEC – 62040-3.....	79
Figura 4. 31 – Perfil 2 de tolerância do transitório de tensão da <i>UPS</i> Norma IEC – 62040-3.....	79
Figura 4. 32 – Perfil 3 de tolerância do transitório de tensão da <i>UPS</i> Norma IEC – 62040-3.....	80
Figura 4. 33 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do <i>UPS</i> com compensador para a fundamental.....	81
Figura 4. 34 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do <i>UPS</i> com compensadores para a fundamental e terceiro harmônico.....	82
Figura 4. 35 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do <i>UPS</i> com compensadores para a fundamental, terceiro e quinto harmônicos.....	82
Figura 4. 36 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do <i>UPS</i> com compensadores para a fundamental, terceiro, quinto e sétimo harmônicos.	83
Figura 4. 37 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do <i>UPS</i> com compensadores para a fundamental, terceiro, quinto, sétimo e nono harmônicos.	83

Lista de Tabelas

Tabela 3. 1 – Ganhos calculados para o controlador.....	55
Tabela 4. 1– Ganhos do controlador discreto na frequência fundamental.....	61
Tabela 4. 2- Ganhos do controlador discreto dos demais harmônicos.....	62
Tabela 4. 3- Ganhos gerados pelas <i>LMI</i> s testados no domínio contínuo.....	64
Tabela 4. 4– Níveis de tolerância individual por harmônico da tensão de saída da <i>UPS</i>	81

Lista Siglas

<i>ADC</i> -	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (conversor analógico digital)
<i>CA</i> -	Corrente Alternada
<i>CC</i> -	Corrente Contínua
<i>CC-CA</i> -	Corrente Contínua para Corrente Alternada
<i>CC-CC</i> -	Corrente Alternada para Corrente Contínua
<i>DHT</i> -	Distorção Harmônica Total (ou <i>THD</i> do termo em inglês <i>Total Harmonic Distortion</i>)
<i>DSP</i> -	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
<i>IEC</i> -	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IEEE</i> -	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>IGBT</i> -	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor de Junção Bipolar com Base Isolada)
<i>LC</i> -	Filtro LC Passa Baixa de Segunda Ordem (Indutor e Capacitor)
<i>LFT</i> -	<i>Linear Fractional Transformation</i> (Transformação por Frações Lineares)
<i>LMI</i> -	<i>Linear Matrix Inequality</i> (Desigualdade Matricial Linear)
<i>LTI</i> -	<i>Linear Time Invariant</i> (Linear Invariante no Tempo)
<i>PD</i> -	Proporcional Derivativo
<i>PI</i> -	Proporcional Integral
<i>PID</i> -	Proporcional Integral Derivativo
<i>PSIM</i> -	<i>Power Conversion Simulator</i> (simulador para conversores de potência)
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
<i>RMS</i> -	<i>Root Means Square</i> (Valor Quadrático Médio ou Valor Eficaz)
<i>RTI</i> -	<i>Real-Time Interface</i> (biblioteca em tempo real do MatLab)
<i>RTW</i> -	<i>Real-Time Workshop</i> (biblioteca em tempo real do MatLab)
<i>SMC</i> -	<i>Sliding Mode Control</i> (Controle por Modo Deslizante)
<i>UPS</i> -	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Sistema Ininterrupto de Energia)
<i>Vcc</i> -	Tensão de polarização (corrente continua)

Lista de Símbolos

$E(s)$	Transformada da Laplace do sinal de erro
$R(s)$	Transformada da Laplace do sinal de referência
$Y(s)$	Transformada da Laplace do sinal de saída
$G(s)$	Função de transferência
$G^*(s)$	Função de transferência $G(s)$ modificada
$n(s)$	Numerador da função de transferência no domínio frequência
$d(s)$	Denominador da função de transferência no domínio frequência
$n^*(s)$	Numerador equivalente da função de transferência
$d^*(s)$	Denominador equivalente da função de transferência
s	Variável do sistema no domínio frequência ou variável complexa $s = \sigma + j\omega$
\bar{s}	Conjugado da variável complexa s , i.e., $\bar{s} = \sigma - j\omega$
σ	Parte real do número complexo s
ω	Frequência angular
$j\omega$	Parte imaginária do número complexo s
\mathbf{C}	Conjunto dos números complexos
$\text{Re}(s)$	Parte real de um número complexo s
\mathbf{C}^-	Semi-plano de \mathbf{C} com $\text{Re}(s) < 0$
$w(s)$	Transformada de Laplace do sinal $w(t)$
Δ	Conjunto politópico definindo os valores admissíveis das incertezas
δ	Variável de incerteza
v_i	Vértices do conjunto politópico Δ
\mathfrak{R}	Conjunto dos números reais
\mathfrak{R}^m	Espaço euclidiano de ordem m
\mathfrak{R}^n	Espaço euclidiano de ordem n
α	Taxa de decaimento exponencial ou taxa de convergência dos estados

$x(t)$	Vetor do sistema em espaço de estados
$\dot{x}(t)$	Derivada do vetor do sistema de espaço de estados
x_e	Ponto de equilíbrio
x^T	Vetor de estados transposto
$u(t)$	Vetor de entrada do sistema
$w(t)$	Vetor de entradas de perturbação
$z(t)$	Vetor que define as variáveis de desempenho do sistema
$A(\delta)$	Matriz A do sistema afim de uma incerteza
$B(\delta)$	Matriz B do sistema afim de uma incerteza
$C(\delta)$	Matriz C do sistema afim de uma incerteza
$D(\delta)$	Matriz D do sistema afim de uma incerteza
$\ z(t)\ _2$	Norma H_2 do vetor de saída do sistema
$\ w(t)\ _2$	Norma H_2 do vetor de entradas incertas do sistema
γ	Variável escalar limitante da norma H_∞
$\ \Delta\ $	Matriz Δ limitada em norma
$V(x)$	Função quadrática de Lyapunov
$\dot{V}(x)$	Derivada função quadrática de Lyapunov
$f(x)$	Campo vetorial $f : \mathfrak{R}^n \mapsto \mathfrak{R}^n$
ε	Número escalar positivo com valor apropriado
t	Tempo em segundos
β_δ	Bola no espaço de estados com raio δ
P	Matriz real com dimensão $n \times n$
p_{ij}	Elemento na linha i e coluna j da matriz P
P^T	Matriz P transposta
$\lambda_i(A)$	i -ésimo autovalor da matriz A
0_n	Matriz de zeros com dimensão $n \times n$
$0_{n \times m}$	Matriz de zeros com dimensão $n \times m$

0	Número zero ou matriz de zeros com dimensão apropriada
I_n	Matriz identidade com dimensão $n \times n$
I	Matriz identidade com dimensão apropriada
c	Constante real ou centro do círculo da região LMI D_c
r	Raio do círculo da região LMI D_c
$F(x) > 0$	Desigualdade matricial linear, onde F é uma matriz simétrica afim em x
F_0	Componente matricial de $F(x)$ independente do vetor x
F_i	Componente matricial de $F(x)$ dependente do i -ésimo elemento do vetor x
$:=$	Definido como
i_{L_f}	Corrente no indutor L_f
i_{C_f}	Corrente no capacitor C_f
R_{L_f}	Resistência representando perdas de condução no indutor L_f
R_{C_f}	Resistência representando perdas de condução no capacitor C_f
C_f	Capacitor do filtro de saída do inversor
L_f	Indutor do filtro de saída do inversor
Z_0	Impedância de saída
i_d	Corrente de distúrbio externa
Y_0	Admitância de saída, i.e., $Y_0 = 1/Z_0$
V_e	Tensão de entrada do filtro de saída do inversor (saída PWM)
\otimes	Produto de Kronecker
ω_n	Frequência natural do sistema

Sumário

Resumo.....	6
Abstract	7
Lista de Figuras	8
Lista de Tabelas.....	10
Lista Siglas	11
Lista de Símbolos	12
Sumário	15
1. Introdução	15
2. Conceitos Fundamentais	20
2.1. Introdução	20
2.2. Erro em Regime e Seguimento de Sinais de Referencia Senoidais	20
2.3. Sistemas Lineares Incertos	23
2.4. Estabilidade por Lyapunov	26
2.5. Função de Lyapunov Quadrática	30
2.6. D-Estabilidade.....	32
2.7. Norma H_∞	34
2.8. Formulação LMI	36
2.8.1 D-Estabilidade.....	38
2.8.2 Norma H_∞	38
3. Projeto do Controlador	40
3.1. Introdução	40
3.2. Modelo Médio da <i>UPS</i>	41
3.3. Modelo do Sistema por Espaço de Estados.....	42
3.4. Considerações sobre o modelo da carga linear	46
3.5. Considerações sobre cargas não lineares	47
3.6. Modelo do Compensador Ressonante na Frequência Fundamental.	49
3.7. Rejeição de Harmônicos	51
3.8. Projeto dos Ganhos dos Compensadores via <i>LMI</i>	53
3.9. Conclusão.....	56
4. Resultados	57
4.1. Introdução	57
4.2. Dimensionamento da Carga Não Linear	58
4.3. Discretização dos Ganhos do Controlador	60
4.4. Resultados de Simulação.....	62
4.5. Resultados Experimentais	70
4.6. Análise do Ensaio de Desempenho da DHT	74
4.7. Análise do Ensaio de Desempenho Transitório	77
4.8. Análise do Ensaio de Desempenho DHT.....	80
4.9. Conclusão.....	84
5. Conclusão.....	85

5.1. Trabalhos Futuros.....	86
Referências	88

Capítulo 1

1. Introdução

Sistemas ininterruptos de energia (*UPS* do termo em inglês *Uninterruptible power supplies*) são equipamentos fundamentalmente concebidos para entregar tensão e corrente totalmente controlados e com elevada confiabilidade para cargas críticas. A *UPS* é basicamente composta por módulo retificador, inversor *CC-CA*, banco de baterias, carregador *CC-CC* e filtro de saída.

Contudo, a confiabilidade da *UPS* está diminuindo devido ao aumento do uso de conversores estáticos na fonte de alimentação dos mais diversos dispositivos eletro-eletrônicos. Com o avanço do estudo e pesquisa na área de eletrônica de potência, uma série de topologias para conversores estáticos rapidamente passaram a ser utilizados tanto em aplicações domésticas quanto industriais. Os conversores estáticos, por exemplo, presentes em computadores pessoais e sistema de iluminação, geralmente drenam da rede elétrica corrente não linear com elevado conteúdo harmônico, pois apresentam (na entrada de alimentação) um estágio retificador em conjunto com um filtro capacitivo. A influência individual de cada equipamento não causa muita perturbação, mas o problema se agrava quando diversos componentes com comportamento não linear operam conjuntamente em uma mesma rede. Este fato colocou à prova a confiabilidade da *UPS* frente a cargas críticas comprometendo a qualidade da corrente e conseqüentemente da tensão que é entregue pelo inversor *CC-CA* presente no circuito de saída da *UPS*. Além disso, alguns dos critérios como estabilidade, desempenho e robustez do sistema devem atender a normas internacionais estabelecidas como, por exemplo, *IEEE 944 Std* [1], *IEEE 519 Std* [2] e na *IEC 62040* [3]. Portanto, estes critérios de desempenho devem ser garantidos pelo sistema de controle presente na *UPS*.

O estudo para o desenvolvimento de técnicas de controle aplicados a inversores vem sendo feito há algum tempo. Contudo, estudos mais recentes que utilizam técnicas modernas de controle estão agregando à *UPS* a funcionalidade presente nos filtros ativos que rejeitam harmônicos de tensão e melhoram a forma de onda entregue à carga [4]. Desta forma é possível

solucionar problemas oriundos da influência de cargas críticas, e também qualificar a alimentação de cargas sensíveis e cargas não lineares interligadas simultaneamente a mesma *UPS*.

Uma das estratégias de controle mais difundidas na indústria é a do compensador do tipo *PID* (Proporcional Integral Derivativo). No caso específico da aplicação em sistema *UPS*, o *PID* é bastante utilizado [5], [6] e [7], não em sua configuração clássica, mas sim separado em duas malhas de controle (controle em cascata). Uma malha interna que tem uma dinâmica rápida composta por um compensador *PD* (Proporcional Derivativo) compensa transientes da forma de onda de tensão. Em outra malha mais externa está o controlador *PI* (Proporcional Integral), com uma dinâmica mais lenta, que tem por objetivo compensar a amplitude da tensão. Contudo, a aplicação deste compensador utiliza necessariamente um sensor *RMS* (*Root Mean Square*) para se obter um erro nulo ao seguimento de tensão em regime permanente. Tal sensor insere atraso e pode comprometer a estabilidade do sistema quando este é submetido a variações de carga. Além disso, em geral, o projeto dos ganhos do controlador não considera a distorção harmônica produzida pela carga não linear, o que pode comprometer o desempenho e a robustez do sistema.

Existem algumas técnicas de controle mais complexas que levam em conta cargas não lineares usadas em inversores, uma delas, por exemplo, é o controle por modo deslizante (*SMC* do termo em inglês *sliding mode control*). Esta estratégia atua com o objetivo de forçar o erro de regime a ser anulado através de uma política de controle descontínuo, com a frequência de chaveamento variável. Entretanto, isso pode excitar dinâmicas não modeladas, ver maiores detalhes em [8], [9] e [10], e tornar o sistema instável ou degradar o desempenho do sistema de controle. Também, pode aumentar as perdas por calor no circuito de potência devido ao aumento da frequência de chaveamento, já que o *SMC* atua pela variação da frequência de chaveamento do inversor, podendo até se tornar uma técnica de controle inviável em aplicações práticas devido à dificuldade no projeto do filtro de saída para uma larga faixa de frequência.

Outra técnica de controle também utilizada em inversores é o controlador *deadbeat*, também conhecido por *Finite Settling Time Control* [11] e [12]. Este controlador, conhecido como controle por tempo de estabilização finito, é uma técnica muito utilizada em sistemas representados no domínio discreto e visa forçar a saída do sistema para o valor desejado após um número finito de amostragens. Neste caso, o controlador calcula a derivada da variável a ser controlada para prever o efeito da ação de controle. Contudo, esta técnica apresenta limitações

quando se aplica no inversor uma variação de carga, pois em geral os parâmetros de sintonia do controlador devem ser determinados caso a caso. Em outras palavras, dependem do valor da carga e, portanto, situações de carga diversas levam a ganhos distintos.

Além das técnicas de controle acima citadas, existe também o controle repetitivo, ver detalhes em [13], [14] e [15], que pode ser uma solução adequada para o problema de seguimento de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos. Este controle insere infinitos pólos sobre o eixo imaginário em frequências múltiplas da frequência da componente fundamental do sinal de tensão, cancelando tanto o erro em regime permanente para seguimentos de sinais de referência senoidais quanto às componentes harmônicas que se originam da carga não linear. Entretanto pelo fato deste controle ser formado por uma rede de atraso pura, a realização prática deste controlador necessita de um filtro em série (em geral, de primeira ordem) que desloca ligeiramente os pólos do compensador do eixo imaginário provocando uma perda de desempenho da ação do controle. O valor da frequência de ressonância deste filtro influencia fortemente a capacidade de atenuação de harmônicos e o desempenho da recuperação transitória. Em particular, uma baixa frequência de corte produz uma boa resposta dinâmica com uma baixa atenuação de harmônicos, e uma frequência de corte elevada produz a boa atenuação de harmônicos com uma lenta recuperação transitória. Além disso, este controle possui um projeto não trivial devido à presença explícita do atraso de transporte na lei de controle e, em muitos casos, pode levar a saturação do sinal de controle.

É importante salientar que muitas destas técnicas de controle não possuem boa resposta dinâmica quando são submetidas a variações bruscas da carga ou então apresentam resultados limitados em relação à distorção harmônica na tensão de saída quando submetidas a cargas não lineares. Uma possível solução seria a utilização de múltiplos compensadores do tipo ressonante sintonizados nas frequências fundamental e suas componentes harmônicas mais significativas. Os compensadores ressonantes são baseados no princípio do modelo interno senoidal onde a função de transferência é dada em (1):

$$G(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (1)$$

sendo ω a frequência de ressonância do filtro.

O controlador ressonante se caracteriza por apresentar ganho infinito na frequência de ressonância ω . Esta propriedade leva ao cancelamento do erro em regime permanente para o

seguimento de um sinal de referência senoidal com frequência igual a ω (desde que, o sistema em malha fechada seja estável) ou de forma equivalente leva a uma rejeição de perturbações periódicas em regime permanente nesta mesma frequência. Portanto, a adição de vários controladores ressonantes sintonizados nas componentes harmônicas mais importantes presentes na perturbação periódica (neste caso, cargas não-lineares) leva a uma rejeição dessas componentes em regime permanente. Entretanto, a utilização de múltiplos controladores ressonantes leva a um controlador de ordem elevada o que insere grande complexidade na sintonia dos parâmetros do controlador levando em conta cargas não lineares e variações nos parâmetros do modelo matemático que descreve a dinâmica do sistema.

Este trabalho propõe uma solução alternativa para o problema de seguimento de referência senoidal e rejeição de harmônicos através da utilização de múltiplos compensadores ressonantes. Por garantir erro de regime nulo para o sistema em malha fechada e apresentar boa resposta transitória, os compensadores do tipo ressonante são bastante utilizados em diversas aplicações como inversores *CC-CA* [16], [17], [18], [19], [20] e [21]. Todavia, existe um inconveniente no projeto de múltiplos compensadores ressonantes: a dificuldade da sintonia dos diversos parâmetros do controlador supondo variações de carga. Por exemplo, em [16] e [17], os autores utilizam esta técnica aplicada a um filtro ativo e afirmam que a determinação dos ganhos do controlador é feita com base em sua experiência e no método empírico de tentativa e erro. Também, em [19], [20] e [21], os autores utilizam métodos empíricos e omitem como foram obtidos os parâmetros do controlador. Diferentemente desses trabalhos, nesta dissertação é proposta uma solução para o projeto dos parâmetros do controlador através da utilização de um procedimento numérico considerando critérios de desempenho dinâmico e robustez frente a variações de carga e perturbações externas (que reproduzem os efeitos de cargas não lineares). A determinação dos ganhos é formalizada através de um problema de otimização convexo sujeito a um conjunto de restrições na forma de desigualdades matriciais lineares (ou *LMIs* do termo em inglês *linear matrix inequalities* [21]). Neste trabalho é utilizada uma realimentação de estados em conjunto com múltiplos compensadores ressonantes que asseguram a eliminação do erro de regime permanente e garantem a rejeição de harmônicos múltiplos da frequência fundamental produzidos por cargas não lineares. Para a construção das restrições *LMIs*, utilizam-se dois critérios de desempenho: a minimização da norma H_∞ , visando atenuar distúrbios externos (ruídos e variações de carga), e o posicionamento robusto dos pólos do sistema em uma dada

região do plano complexo (conceito de D -estabilidade [22]) a fim de assegurar certo desempenho dinâmico ao sistema.

Na seqüência desta dissertação, apresentam-se alguns conceitos fundamentais no Capítulo 2, onde serão abordados tópicos como sistemas lineares com incertezas, estabilidade por Lyapunov, Norma H_∞ , D -estabilidade, LMI s, análise de cargas não lineares, normas de desempenho para cargas não lineares e série de Fourier. No Capítulo 3 será abordado o projeto do controlador, onde se apresenta o modelamento da UPS com carga linear e não linear e apresenta-se o resultado para síntese dos parâmetros do controlador. Os resultados obtidos considerando uma UPS comercial de $5kVA$ monofásica são apresentados no Capítulo 4, onde também se demonstra a obtenção dos valores numéricos de dimensionamento da UPS , o método de discretização do controlador, e a estrutura da implementação digital do controlador. Finalizando, no Capítulo 5, resumam-se os principais resultados obtidos, comentando as dificuldades e os problemas encontrados além de propor possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

2. Conceitos Fundamentais

2.1. Introdução

No capítulo 1 foi introduzida a idéia básica desta dissertação, os objetivos e uma revisão bibliográfica comparando as diversas topologias de controladores empregadas no controle de inversores *CC-CA*. Neste capítulo, abordam-se os conceitos básicos pertinentes e essenciais para o entendimento da técnica utilizada na determinação dos ganhos do controlador ressonante, tais como: sistemas lineares com incerteza, estabilidade por Lyapunov, norma H_∞ de sistemas, noção de D -estabilidade, descrição *LMI* e avaliação das cargas não lineares utilizadas na validação de controladores para inversores.

2.2. Erro em Regime e Seguimento de Sinais de Referencia Senoidais

O princípio do modelo interno [23] estabelece que para seguir um determinado sinal com erro nulo em regime permanente, deve-se inserir no laço interno da malha de controle um bloco capaz de gerar os modos não estáveis do sinal a ser seguido. Este resultado também implica que o sistema de controle terá capacidade de rejeição de uma perturbação no mesmo modo do sinal de referência.

O princípio do modelo interno implica que um sistema realimentado segue assintoticamente um sinal de referência com erro nulo em regime permanente se o sistema satisfizer duas condições [16]: (*i*) o sistema em malha fechada deve ser assintoticamente estável;

e (ii) a função de transferência de malha aberta do sistema inclui um modelo matemático que pode gerar o modo não estável do sinal de referência.

Para entender melhor o erro em regime para seguimento de referência senoidal, a seguir considera-se um sinal de referência do tipo degrau o qual pode ser representado pela transformada de Laplace $R(s) = 1/s$. A técnica de controle mais comum e difundida para tratar este tipo de erro é a de integração através do controlador PI, onde se anula o erro em regime ao degrau pela presença do termo $1/s$ (pólo na origem) no controlador.

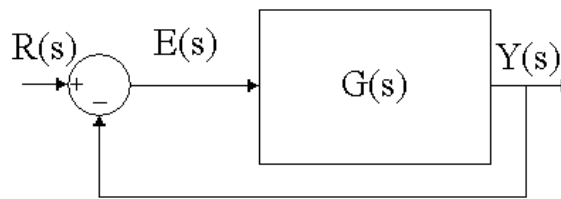


Figura 2.1 - Sistema realimentado

Considere o sistema da Figura 2.1, e suponha que $G(s)$ contenha um integrador (pólo na origem). Note que o erro em regime pode ser expresso como segue:

$$E(s) = R(s) - Y(s)$$

$$E(s) = R(s) - E(s)G(s) \quad (2.1)$$

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)}$$

Em malha aberta o integrador se caracteriza por apresentar ganho infinito quando, em sua entrada, há um valor constante ou de frequência zero. Isso ocorre porque o integrador insere um pólo na origem do sistema. Portanto, se $G(0)$ tende ao infinito, então:

$$e_{RP} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \frac{1}{1 + G(0)} = 0 \quad (2.2)$$

onde e_{RP} é o erro em regime permanente para sinais de referência constantes (na frequência zero).

Resumindo, o fato do sistema em malha fechada possuir um pólo na origem implica que o sistema seguirá sem erro em regime permanente quando for excitado por uma referência constante (i.e., $R(s) = 1/s$). Analogamente, sistemas que operam com sinais de referência senoidal também terão o erro nulo em regime permanente caso tenham em sua malha um

controlador como apresentado em (2.3) que seja capaz de gerar um sinal semelhante e na mesma frequência do sinal de referência.

$$C(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3)$$

onde ω é a frequência angular do sinal senoidal de referência.

A Figura 2.2 mostra o diagrama de bode da função de transferência em (2.3). O que se pode observar neste diagrama de Bode é um ganho infinito na frequência de ressonância ω . Portanto, o controlador terá um ganho infinito sempre que na entrada tiver um sinal na frequência de ressonância.

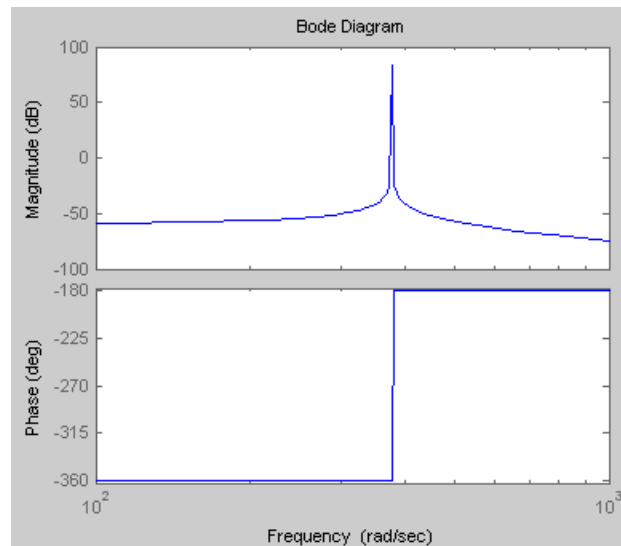


Figura 2.2 – Diagrama de Bode da Função $C(s)$ em (2.3).

A conclusão acima é formalizada no seguinte resultado:

Teorema 1. *A saída de um sistema estável com realimentação negativa unitária, no qual a função de transferência de malha aberta inclua um modo senoidal com frequência ω segue, sem erro de regime, um sinal senoidal com a mesma frequência [45].*

Demonstração: seja $G(s) = n(s)/d(s)$ a função de transferência do sistema e $C(s)$ um controlador como definido em (2.3). Então, a função em malha aberta é dada por:

$$G^*(s) = C(s)G(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \frac{n(s)}{d(s)} \quad (2.4)$$

Para um sistema com realimentação negativa como o da Figura 2.3, a equação da função de transferência do erro é dada por:

$$E(s) = \frac{R(s) d^*(s)}{d^*(s) + n^*(s)} \quad (2.5)$$

onde:

$$\begin{aligned} R(s) &= a \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \\ d^*(s) &= (s^2 + \omega^2)d(s) \\ n^*(s) &= \omega n(s) \end{aligned} \quad (2.6)$$

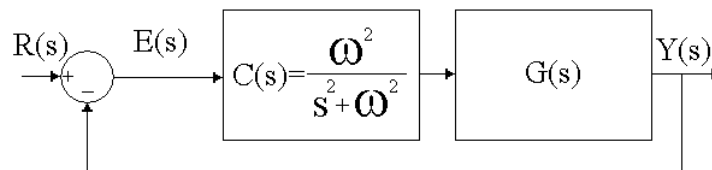


Figura 2.3 – Sistema realimentado com o controlador ressonante.

Note que o termo $(s^2 + \omega^2)$ presente em $d^*(s)$ cancela o denominador de $R(s)$, em outras palavras:

$$E(s) = \frac{a\omega d(s)}{d^*(s) + n^*(s)} \quad (2.7)$$

Se o sistema é estável em malha fechada, então as raízes da equação característica $d^*(s) + n^*(s) = 0$ tem parte real negativa e portanto $e(t)$ tende a zero ao $t \rightarrow \infty$.

2.3. Sistemas Lineares Incertos

Muitas vezes o modelo matemático de um sistema pode não representar precisamente a dinâmica deste sistema, por exemplo, através da simplificação da dinâmica (complexa) do sistema, ou mesmo devido a imprecisão no valor de alguns parâmetros físicos do sistema. Em

diversas situações práticas, um sistema dinâmico pode sofrer alterações provocadas como, por exemplo, pela mudança de carga ou pela ou pela variação no tempo de alguns parâmetros do sistema.(desgaste, consumo, alteração de inércia, etc.) Esta característica incerta e/ou desconhecida do modelo pode afetar o sistema de controle degradando, desta forma, o seu desempenho ou até mesmo desestabilizando a planta. Genericamente, pode-se considerar que as incertezas do modelo se referem às diferenças ou erros entre o modelo matemático e o sistema real. Por exemplo, considera-se um parâmetro físico parcialmente conhecido por um parâmetro incerto dentro de um determinado conjunto admissível de valores. Em outras situações, pode-se modelar a dinâmica desconhecida como um ou mais operadores desconhecidos, mas limitados por uma variável de valor conhecido [24].

Um sistema linear incerto pode ser descrito no espaço de estados através da seguinte representação:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\delta)x(t) + B(\delta)u(t) \\ y = C(\delta)x(t) + D(\delta)u(t) \end{cases} \quad (2.8)$$

onde $A(\delta)$, $B(\delta)$, $C(\delta)$ e $D(\delta)$ são funções matriciais do vetor de incertezas δ . A dependência das matrizes do sistema em função de δ pode assumir diversos graus de complexidade dependendo de como os elementos dessas matrizes dependem da incerteza. Nesta dissertação, considera-se uma dependência afim em δ , isto é:

$$A(\delta) = A_0 + \sum_{i=1}^m \delta_i A_i, \dots, D(\delta) = D_0 + \sum_{i=1}^m \delta_i D_i \quad (2.9)$$

onde A_i , B_i , C_i e D_i são matrizes constantes e conhecidas para $i = 0, 1, \dots, m$.

Existem diversas formas de representar incertezas de um sistema, sendo as mais utilizadas a representação por incerteza limitada em norma e a representação politópica [25], [26]. A representação de um sistema com incerteza politópica assume que os valores admissíveis da incerteza pertencem a um politopo. Um politopo pode ser definido como um conjunto fechado composto pela intersecção de m hiperplanos. Uma característica importante de um politopo é a convexidade, i.e., qualquer ponto no interior deste conjunto pode ser representado pela soma convexa de um número finito de pontos chamados de vértices do politopo. A Figura 2.3 apresenta uma representação gráfica de um politopo com $m = 5$ vértices.

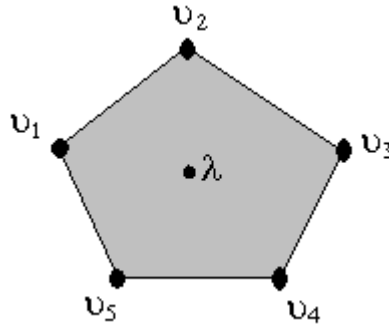


Figura 2.4 – Conjunto politópico com vértices v_i , para $i = 1, \dots, 5$.

Um conjunto admissível Δ do vetor de parâmetros incertos $\delta \in \mathfrak{R}^m$ pode ser definido da seguinte forma:

$$\Delta = \left\{ \delta \in \mathfrak{R}^m, v_i \in \mathfrak{R}^m, \alpha_i \in \mathfrak{R} \mid \delta = \sum_{i=1}^m \alpha_i v_i, \sum_{i=1}^m \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0, i = 1, \dots, m \right\} \quad (2.10)$$

onde, os vetores v_i , $i = 1, \dots, m$, definem m vértices de Δ . Nesta dissertação, utiliza-se a notação $v(\Delta)$ para representar o conjunto dos vértices do politopo Δ .

Outra maneira de caracterizar o vetor de incertezas é através de uma restrição na norma de uma matriz Θ contendo todas as incertezas. Neste caso, uma matriz incerta $M(\delta)$ é decomposta em uma parte sem incerteza e outra incerta como exemplificado abaixo para uma matriz afim em δ :

$$M(\delta) = M_0 + M_\delta, \quad M_\delta = \sum_{i=1}^m \delta_i M_i \quad (2.11)$$

Desta forma, pode-se representar a matriz incerta $M(\delta)$ através da seguinte relação:

$$M_\delta = E\Theta H, \quad \forall \Theta: \|\Theta\| \leq 1 \quad (2.12)$$

onde E e H são matrizes constantes que indicam como o vetor de incertezas δ afeta os elementos da matriz M_δ e Θ é uma matriz contendo todas as incertezas satisfazendo a restrição $\|\Theta\| \leq 1$.

Através da definição acima, pode-se caracterizar o conjunto admissível de incertezas Δ através de um conjunto no espaço das matrizes conforme a seguinte definição [24]:

$$\Delta \equiv \left\{ M \in \mathfrak{R}^{n \times n} : M(\delta) = M_0 + E\Theta H, \|\Theta\| \leq 1 \right\} \quad (2.13)$$

Uma característica importante da representação por limitação em norma é a possibilidade de reescrevermos um sistema linear incerto através de um sistema realimentado, composto por

um sistema linear sem incerteza e uma realimentação envolvendo a matriz Θ , como definido a seguir:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_u u(t) + Ep(t) \\ q(t) = C_q x(t) + D_q u(t) + E_q x(t) \\ y(t) = C_y x(t) + D_y u(t) + E_y p(t) \\ p(t) = \Theta q(t), \|\Theta\| \leq 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

O sistema acima pode ser representado por um sistema realimentado, onde a matriz de incertezas Θ aparece na realimentação como representado na Figura 2.5:

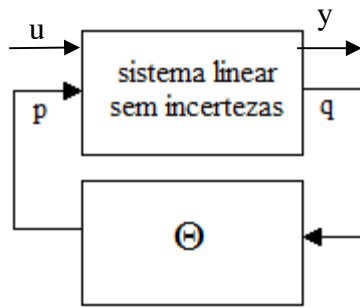


Figura 2.5 - Diagrama de blocos de um sistema realimentado com incerteza

A decomposição do sistema como apresentado na Figura 2.5 é chamada de *LFT (Linear Fractional Transformation)*. Nesta representação de sistemas incertos, a limitação em norma da matriz Θ é vista como uma restrição adicional ao problema de análise de estabilidade.

2.4. Estabilidade por Lyapunov

Basicamente a teoria de Lyapunov compreende dois métodos, o método indireto e o método direto. O método indireto utiliza a linearização do sistema em um determinado ponto de equilíbrio a fim de determinar a estabilidade local do sistema original em uma região próxima a este ponto de equilíbrio [27]. Este método demonstra como utilizar as técnicas de controle linear para sistemas físicos não lineares [28].

O método direto de Lyapunov utiliza uma função escalar, chamada de função de Lyapunov, para analisar a estabilidade de um sistema. Este método é uma poderosa ferramenta para análise de sistemas não lineares [28], e pode ser utilizado para determinar a estabilidade de

sistemas forçados ou não-forçados, lineares ou não-lineares, variantes ou invariantes no tempo, e determinísticos ou estocásticos [29]. Originalmente, o método direto de Lyapunov foi fundamentado na análise da energia do sistema através da seguinte idéia: *se a energia do sistema tender a zero para um tempo tendendo ao infinito este sistema é dito assintoticamente estável.*

Atualmente, considera-se a função de Lyapunov $V(x)$ como uma métrica da norma dos estados do sistema: $\|x(t)\|^2 \leq \varepsilon V(x)$, para todo $t \geq 0$, onde ε é um escalar positivo. Se a norma dos estados tender a zero ao tempo tender ao infinito, então o sistema é assintoticamente estável. Portanto, necessita-se encontrar uma função candidata a Lyapunov que seja decrescente para todo $t \geq 0$. Uma função candidata a Lyapunov é decrescente se ela for definida positiva e se sua taxa de variação seja definida negativa para cada estado possível, exceto para o estado de equilíbrio considerado [30].

Quando um sistema linear é estável para qualquer condição inicial, diz-se que a estabilidade deste sistema linear é global. No caso de sistemas não lineares, não se pode afirmar o mesmo, pois existem sistemas no qual as trajetórias dos estados tendem ao ponto de equilíbrio se a condição inicial encontra-se próximo a este ponto. Desta forma, a caracterização da estabilidade de sistemas não lineares pode ser global ou local. Quando a caracterização de estabilidade é global ou local, denomina-se o ponto de equilíbrio global ou local, respectivamente. Quando o ponto de equilíbrio é local, a região que atrai os estados do sistema para o ponto de equilíbrio é chamada de região de atração do ponto de equilíbrio. Frequentemente, deseja-se obter uma estimativa desta região e, nestes casos, pode-se utilizar uma curva de nível da função de Lyapunov

$$R = \{x : V(x) \leq c, c > 0\} \quad (2.15)$$

para estimar a região de atração, como ilustrado na próxima figura.

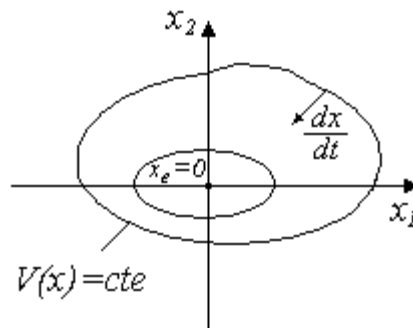


Figura 2.6 – Domínio de Lyapunov utilizado para estimar a região de atração de um ponto de equilíbrio local.

A seguir, apresentam-se diversos conceitos básicos referentes a definição de pontos de equilíbrio e estabilidade por Lyapunov.

Definição 2.1 (*Ponto de equilíbrio*). [32] Para um sistema não-linear invariante no tempo:

$$\dot{x} = f(x), f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n \quad (2.16)$$

O ponto $x_e \in \mathfrak{R}^n$ é um ponto de equilíbrio do sistema se $f(x_e) = 0$.

O ponto de equilíbrio é um ponto da função $f(x)$ no qual a derivada dos estados é nula. Se um sistema tiver um estado inicial $x(0) = x_e$, ele permanecerá neste estado indefinidamente.

Definição 2.2 (*Estabilidade por Lyapunov*). [32] Considere o sistema definido em (2.16). O ponto de equilíbrio $x_e = 0$ é estável para qualquer $\varepsilon > 0$ se existir um $\delta(\varepsilon) > 0$ tal que todas as soluções $x(t)$, com condições iniciais $x(0)$ sejam:

$$\|x(0)\| < \delta(\varepsilon) \Rightarrow \|x(t)\| < \varepsilon, \forall t \geq 0 \quad (2.17)$$

O conceito acima implica que a trajetória dos estados do sistema permanece contida dentro de uma bola $\beta_\varepsilon = \{x \in \mathfrak{R}^n : x^T x = \varepsilon^2\}$, com raio ε , centrada no ponto de equilíbrio x_e , sempre que a condição inicial desta trajetória estiver contido dentro de uma bola $\beta_\delta = \{x \in \mathfrak{R}^n : x^T x = \delta^2\}$, de raio δ , satisfazendo a condição $\beta_\delta \subset \beta_\varepsilon$. Este conceito é ilustrado na Figura 2.7, onde também apresenta-se a noção de estabilidade assintótica.

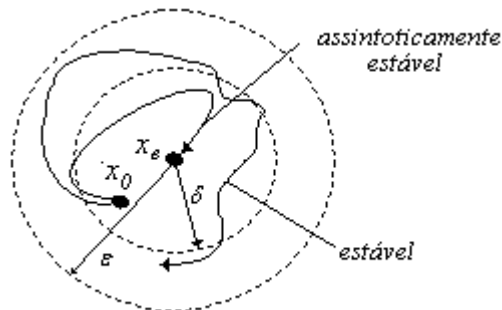


Figura 2.7 – Conceitos de estabilidade de Lyapunov.

Definição 2.3 (*Estabilidade assintótica*). O sistema definido em (2.16) é denominado de assintoticamente estável na vizinhança de um ponto de equilíbrio $x_e = 0$ se for satisfeita a Definição 2.2 e sua trajetória $x(t)$ tender a zero quando o tempo tender ao infinito [31].

Um sistema é globalmente assintoticamente estável quando possuir um único ponto de equilíbrio x_e e os estados tenderem para este ponto para qualquer condição inicial $x(0) \in \mathfrak{R}^n$.

Definição 2.4 (*Estabilidade exponencial*). O sistema definido em (2.16) é exponencialmente estável, com taxa de convergência α , se existirem constantes $m > \varepsilon$ e $\varepsilon > 0$ tal que [32]:

$$\|x(t)\| \leq m e^{\alpha t} \|x(0)\|, \forall \|x(0)\| \leq \varepsilon, t \geq 0 \quad (2.18)$$

Um resultado importante da teoria de estabilidade por Lyapunov estabelece que todo o sistema não linear cuja linearização é assintoticamente estável na vizinhança do ponto de equilíbrio implica que o sistema não linear é exponencialmente estável nesta mesma região [32], pois todo o sistema linear estável apresenta características de estabilidade exponencial.

Definição 2.5 (*Função definida positiva*). Uma função contínua e diferenciável $V : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ é chamada definida positiva em uma região $U \subset \mathfrak{R}^n$ contendo a origem, se [32]:

$$V(x) > 0, V(0) = 0, \forall x \in U, x \neq 0 \quad (2.19)$$

Definição 2.6 (*Função semi-definida positiva*). Uma função contínua e diferenciável $V : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ é chamada de semi-definida positiva em uma região $U \subset \mathfrak{R}^n$ contendo a origem, se [32]:

$$V(x) \geq 0, V(0) = 0, \forall x \in U, x \neq 0 \quad (2.20)$$

A seguir, apresenta-se o resultado principal da teoria de estabilidade por Lyapunov, conhecido como método direto de Lyapunov, na qual se verifica a estabilidade de um sistema dinâmico através da função de Lyapunov.

Teorema 2.7 (*Estabilidade por Lyapunov*). Considere o sistema definido em (2.16). Se existir uma função $V : U \rightarrow \Re, U \subseteq \Re^n$, definida positiva tal que sua derivada temporal, expressa por:

$$\dot{V}(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V}{\partial x_i} \dot{x}_i = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V}{\partial x_i} f_i(x) = \frac{\partial V(x)}{\partial x} \cdot f(x) \quad (2.21)$$

seja semi-definida negativa no domínio U , isto é: $\dot{V}(x) \leq 0, \forall x \in U$, então, a trajetória $x(t)$ é estável. Além disso, se ela for definida negativa, i.e. $\dot{V}(x) < 0$, então a trajetória é assintoticamente estável [32].

Um dos grandes atrativos em utilizar o método direto de Lyapunov é que ele pode ser aplicado em praticamente todos os sistemas dinâmicos com campo vetorial suave. A seguir, apresenta-se uma extensão deste método para sistemas variantes no tempo.

Teorema 2.8 (*Sistemas Variantes no Tempo*). Considere o seguinte sistema não linear:

$$\dot{x} = f(t, x), \quad f : \Re \times \Re^n \rightarrow \Re^n \quad (2.22)$$

Se existir uma função $V : \Re \times U \rightarrow \Re, U \subseteq \Re^n$, e escalares positivos $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ e ε_3 tais que:

$$\left. \begin{array}{l} \varepsilon_1 \|x\|_2^2 \leq V(t, x) \leq \varepsilon_2 \|x\|_2^2 \\ \dot{V}(t, x) \leq -\varepsilon_3 \|x\|_2^2 \end{array} \right\} \forall x \in U \quad (2.23)$$

Então, a trajetória do sistema é assintoticamente estável em uma região contida em U [32].

2.5. Função de Lyapunov Quadrática

Como detalhado na seqüência desta dissertação, aplica-se o método direto de Lyapunov, pois se supõe que o sistema a ser controlado é variante no tempo (devido à possível variação de carga). Uma das dificuldades na análise de estabilidade por Lyapunov é determinar uma função de Lyapunov adequada para caracterizar a estabilidade do sistema. Por exemplo, seja $V(x)$ uma função definida positiva. Se a derivada no tempo de $V(x)$ não possuir sinal definido, então nada se pode afirmar sobre a estabilidade do sistema dinâmico.

Uma forma de contornar este problema é definindo uma estrutura para a função de Lyapunov, onde são permitidos alguns graus de liberdade os quais podem ser determinados de

maneira a garantir que a derivada de função de Lyapunov seja negativa¹ e, portanto, demonstrando a estabilidade do sistema.

Uma das funções candidatas a Lyapunov mais utilizadas na literatura é sem sombra de dúvida, a função quadrática. Esta função apresenta uma boa relação entre esforço computacional na definição do sinal e conservadorismo, principalmente quando aplicada a sistemas lineares variantes no tempo. Uma função de Lyapunov quadrática pode ser definida através da seguinte forma [20]:

$$V(x) = x^T P x = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n p_{ij} x_i x_j, \quad P = P^T \quad (2.24)$$

onde $P \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ é uma matriz simétrica com elementos p_{ij} e x_i, x_j são os elementos do vetor de estados x . Uma das formas de determinar a estabilidade de Lyapunov é determinar numericamente uma matriz P simétrica e definida positiva² tal que $\dot{V}(x) = 2x^T P \dot{x} < 0$.

Para exemplificar a idéia acima, considere o seguinte sistema *LTI* (linear invariante no tempo):

$$\dot{x}(t) = Ax(t), \quad x(0) = x_0 \quad (2.25)$$

Seja $V(x)$ uma função candidata a Lyapunov como definida em (2.24). Considerando (2.25), a derivada temporal de $V(x)$ pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \dot{x}^T P x + x^T P \dot{x} \\ &= (Ax)^T P x + x^T P Ax \\ &= x^T A^T P x + x^T P Ax \\ &= x^T (A^T P + PA)x \end{aligned} \quad (2.26)$$

Logo, o sistema linear em (2.25) é assintoticamente estável se e somente se³:

$$\begin{aligned} P = P^T > 0 &\Rightarrow V(x) > 0 \\ A^T P + PA < 0 &\Rightarrow \dot{V}(x) < 0 \end{aligned} \quad (2.27)$$

Em outras palavras, se existir uma matriz simétrica P positiva definida tal que a matriz $A^T P + PA$ seja negativa definida.

¹ Ou mesmo positiva definida. Neste caso, demonstra-se que o sistema é instável [32].

² Uma matriz simétrica é definida positiva quando todos os seus autovalores forem positivos.

³ A função quadrática leva a uma condição necessária e suficiente para caracterizar a estabilidade de sistemas LTI. No entanto, para sistemas mais complexos, a condição é apenas suficiente para garantir a estabilidade.

Alternativamente, a desigualdade em (2.27) pode ser escrita como uma relação de igualdade, como apresentado em (2.28) e conhecida como equação de Lyapunov.

$$A^T P + PA = -Q \quad (2.28)$$

onde Q é uma matriz simétrica definida positiva qualquer.

Entretanto existem pacotes computacionais capazes de resolver desigualdades matriciais na forma apresentada a seguir:

$$\exists P = P^T > 0 : A^T P + PA < 0 \quad (2.29)$$

onde P é uma variável de busca e as desigualdades são restrições do problema. Mais adiante, nesta dissertação, apresenta-se o conceito de desigualdades matriciais lineares (ou LMIs) que formaliza uma classe de problemas envolvendo restrições como a definida em (2.29).

2.6. D-Estabilidade

Um sistema *LTI* assintoticamente estável pode apresentar desempenho pobre em termos de resposta transitória, pois os pólos localizados próximos ao eixo imaginário do plano complexo possuem um baixo coeficiente de amortecimento. O critério de *D*-estabilidade garante, além da estabilidade, que os pólos do sistema permaneçam em uma região *D* do semi-plano complexo negativo. Para formalizar esta idéia considere a seguinte definição.

Definição 2.8 (*D*-estabilidade). *O sistema LTI $\dot{x} = Ax$ é D-estável se e somente se todos os autovalores da matriz A pertencem a sub-região D do plano complexo negativo \mathbf{C}^- , isto é:*

$$\lambda_i(A) \in D \subset \mathbf{C}^-, i, \dots, n \quad (2.30)$$

A noção de *D*-estabilidade acima definida garante além da estabilidade um bom comportamento transitório do sistema $\dot{x} = Ax$ quando a região *D* for bem escolhida, já que o comportamento transitório está diretamente relacionado ao posicionamento dos pólos no plano complexo.

Em 1996, Chilali e Gahinet em [35] e [36] propuseram uma descrição das regiões no plano complexo em termos de conjuntos convexos (denominadas de regiões LMI) que, como

demonstrado na sequência desta dissertação, permitiram escrever condições que garantam a D -estabilidade utilizando uma formulação análoga às desigualdades de Lyapunov.

Definição 2.9 (*Regiões LMI*). Um subconjunto D do semi-plano complexo negativo é denominado de uma região LMI se existem matrizes $L = L' \in \mathfrak{R}^{n_d \times n_d}$ e $M \in \mathfrak{R}^{n_d \times n_d}$ tais que:

$$D = \{s \in \mathbf{C} : L + sM + s^*M' < 0\} \quad (2.31)$$

onde $s = \sigma + j\omega$.

Ressalta-se que as regiões do plano complexo mais importantes, no sentido de proporcionarem um bom desempenho dinâmico, podem ser representadas como em (2.31). Abaixo, apresentam-se as três descrições de regiões LMI representadas na Figura 2.5.

(a) Região D_a do plano complexo com parte real menor do que $-\alpha$ (i.e., $\text{Re}(s) < -\alpha$):

Esta região pode ser definida pela desigualdade $s + s^* \leq -2 \cdot \alpha$, a qual pode ser representada na formulação LMI em (2.31) através da seguinte definição:

$$L = 2\alpha \text{ e } M = 1 \quad (2.32)$$

(b) Região D_b , setor cônico do semi-plano esquerdo com ângulo interno 2φ :

Esta região pode ser definida pela relação trigonométrica envolvendo uma variável no eixo real σ e no eixo complexo ω , i.e., $\sigma \cdot \text{sen}(\varphi) + \omega \cdot \text{cos}(\varphi) < 0$, levando a seguinte definição:

$$L = 0_2 \text{ e } M = \begin{bmatrix} \text{sen}(\varphi) & \text{cos}(\varphi) \\ -\text{cos}(\varphi) & \text{sen}(\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

(c) Região D_c , disco no plano complexo com raio r e centrado em $(-c, 0)$:

Esta região pode ser definida pela equação do círculo deslocado da origem através da relação $(\sigma + c)^2 + \omega^2 < r^2$ ou equivalentemente por $(s + c)r^{-1}(s^* + c) < r$ levando à seguinte definição:

$$L = \begin{bmatrix} -r & c \\ c & -r \end{bmatrix} \text{ e } M = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

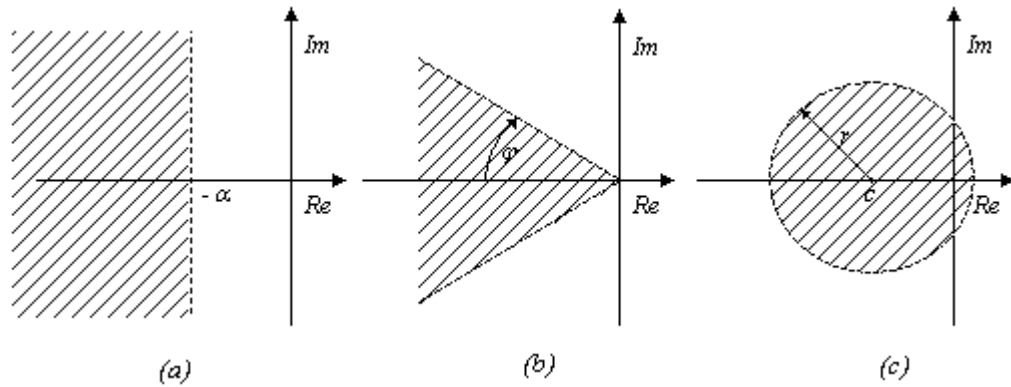


Figura 2.8 – Regiões LMI: (a) Semi-plano, (b) setor cônico, e (c) Disco.

Note que através da combinação destas regiões do plano complexo é possível obter diferentes regiões mais elaboradas de maneira a atender certos requisitos de desempenho, como, por exemplo, uma região que tenha uma taxa de decaimento exponencial (Região Da) e um fator de amortecimento (Região Db) que satisfaçam o desempenho dinâmico desejado.

2.7. Norma H_∞

Outro requisito importante de um sistema de controle é a capacidade com que o sistema atenua (ou rejeita) distúrbios externos ou perturbações. Em particular, quando maior a atenuação de distúrbios do sistema melhor é o desempenho deste sistema em relação à presença de distúrbios. Este requisito de desempenho pode ser quantificado através da definição da norma de um sistema em relação a entrada de perturbação, onde pode-se citar as normas H_2 e H_∞ de sistemas. Quanto menor o valor desta norma, melhor é o desempenho do sistema. Nesta dissertação, considera-se a norma H_∞ de sistemas, pois neste caso não é necessário informações estatísticas sobre a classe dos sinais de perturbação [39] e [40].

Na sequência, apresenta-se a definição da norma H_∞ de sistemas e uma maneira de determiná-la numericamente utilizando uma desigualdade de Lyapunov modificada. Com este objetivo, considere o seguinte sistema nominal (sistema sem incertezas):

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_w w(t), & x(0) = 0 \\ z(t) = C_z x(t) + D_{wz} w(t) \end{cases} \quad (2.35)$$

onde $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ representa o vetor de estados, $w(t) \in \mathfrak{R}^{nw}$ representa a entrada de perturbações, $z(t) \in \mathfrak{R}^{nz}$ a saída de interesse (saída de desempenho), e A, B_w, C_z, D_{wz} são matrizes constantes com dimensões apropriadas. Historicamente, a norma de sistemas foi definida com base na resposta em frequência do sistema. Note que o sistema acima pode ser representado no domínio frequência pela seguinte matriz de transferência:

$$G_{wz}(s) = C_z (sI_n - A)^{-1} B_w + D_{wz} \quad (2.36)$$

A norma H_∞ do sistema (2.35) no domínio da frequência é definida como o maior valor singular de $G_{wz}(j\omega)$ em todas as frequências. No caso de sistemas com uma entrada e uma saída, norma H_∞ corresponde a maior magnitude de $G_{wz}(j\omega)$ da sua resposta em frequência. Em outras palavras, a norma H_∞ de um sistema nominal é determinada a partir da sua resposta em frequência [20] e [38]. No domínio tempo, a norma H_∞ é definida com base no pior ganho da relação entre as normas dos sinais de entrada e saída como definido a seguir:

$$\|G_{wz}\|_\infty := \sup_{w \neq 0} \frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} \quad (2.37)$$

onde G_{wz} representa o operador entrada saída do sistema em (2.35) no domínio tempo.

O valor exato da norma H_∞ , considerando a definição acima, é difícil de ser determinado numericamente. Ao invés disso, busca-se numericamente um limitante superior γ para $\|G_{wz}\|_\infty$, em outras palavras:

$$\|G_{wz}\|_\infty < \gamma \quad (2.38)$$

O problema de encontrar o limite acima é conhecido como problema H_∞ sub-ótimo. Para encontrar o valor exato da norma basta minimizar γ de forma iterativa. Este problema pode ser resolvido de diversas maneiras, como, por exemplo, pela equação de Riccati [39], pela matriz Hamiltoniana [40] ou por *LMIs* [20]. A solução via LMI é baseada em uma desigualdade de Lyapunov modificada. Para entender como é determinada a norma H_∞ utilizando a formulação LMI considere a seguinte condição:

$$\|G_{wz}\|_\infty = \sup_{0 \neq w} \frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} = \sup_{0 \neq w} \sqrt{\frac{\int_0^\infty z(t)^T z(t) dt}{\int_0^\infty w(t)^T w(t) dt}} < \gamma \quad (2.39)$$

que implica na seguinte desigualdade

$$\int_0^{\infty} z(t)^T z(t) dt < \gamma^2 \int_0^{\infty} w(t)^T w(t) dt \quad (2.40)$$

Suponha que o sistema é exponencialmente estável, i.e. $x(\infty) = 0$, e que as condições iniciais são nulas, i.e. $x(0) = 0$. Seja uma função $V(x) = x(t)^T P x(t)$ quadrática, onde P é uma matriz simétrica definida positiva tal que:

$$\dot{V}(x) + z(t)^T z(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \quad (2.41)$$

Integrando a condição acima entre 0 e $+\infty$, leva a seguinte relação:

$$V(\infty) - V(0) + \int_0^{\infty} z(t)^T z(t) dt - \gamma^2 \int_0^{\infty} w(t)^T w(t) dt \equiv \int_0^{\infty} z(t)^T z(t) dt - \gamma^2 \int_0^{\infty} w(t)^T w(t) dt < 0 \quad (2.42)$$

e, portanto, a relação em (2.41) implica na condição (2.42) se o sistema for estável.

O valor da norma H_{∞} pode ser estimado através de um problema de otimização na qual se busca o menor valor de γ que satisfaz a relação definida em (2.41) conforme detalhado a seguir:

$$\min_{V(x), \gamma} \gamma : V(x) > 0, \dot{V}(x) + z(t)^T z(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \quad (2.43)$$

2.8. Formulação LMI

A formulação LMI consiste em reescrever as condições de estabilidade e desempenho (em geral, a partir de condições de Lyapunov modificadas) em termos de desigualdades matriciais na qual as variáveis de decisão (no caso, também matrizes) aparecem de forma linear [20] e [21]. As restrições (desigualdades) na forma LMI são resolvidas numericamente utilizando pacotes computacionais específicos como, por exemplo, LMILab [44], SDPT3 [43] e SeDuMi [41].

A condição apresentada em (2.16) é um típico exemplo de uma restrição na forma LMI, onde a matriz P é uma variável de decisão do problema. Se existir uma matriz P que satisfaça a relação (2.16), diz-se que esta LMI é factível. Um fato importante em relação a essa formulação é que as LMIs apresentam um conjunto de propriedades bastante atrativas do ponto de vista numérico. Entre essas propriedades, destacam-se duas:

- Diversas restrições LMIs podem ser solucionadas simultaneamente, permitindo, desta forma, atender a vários requisitos de projeto.
- LMIs parametrizadas de forma afim em relação a um parâmetro, por exemplo, definido pelo vetor δ , na qual δ pertença a um conjunto politópico Δ , podem ser solucionadas apenas para os valores de δ iguais aos valores dos vértices de Δ . Em outras palavras, para uma LMI parametrizada em δ , se existir uma solução factível nos vértices de Δ (que é um problema de dimensão finita), então essa LMI estará satisfeita para todo $\delta \in \Delta$ (que é um problema de dimensão infinita).

Atualmente, os pacotes para resolução numérica de LMIs são bastante robustos, eficientes e já admitem problemas com centenas de restrições. Entretanto, esses pacote computacionais (chamados de *Solvers*) usam uma representação diferente para a definição das variáveis de decisão em um problema LMI. Neste caso, considera-se a seguinte definição para uma restrição LMI [20]:

$$F(\xi) := F_0 + F_1\xi_1 + \dots + F_m\xi_m = F_0 + \sum_{i=1}^m F_i\xi_i > 0, \quad (2.44)$$

onde $\xi := [\xi_1 \ \dots \ \xi_m]^T \in \mathfrak{R}^m$ é a variável de decisão (ou variáveis de busca) e $F_i = F_i^T \in \mathfrak{R}^{m \times m}$, são matrizes conhecidas para $i = 0, 1, \dots, m$. Quando existir uma solução ξ factível, a notação utilizada em (2.44) significa que $F(\xi)$ é definida positiva.

A representação acima não é usual, pois na grande maioria das vezes a formulação é derivada da condição de estabilidade por Lyapunov como em (2.29). Entretanto, sempre é possível reescrever uma desigualdade na forma (2.29) como descrita em (2.44). Felizmente, existem atualmente pacotes computacionais específicos, chamados de *Parsers*, para escrever problemas na forma LMI na sua representação original (variáveis de busca são matrizes) e que são integrados aos *solvers*. Nesta dissertação, utilizou-se o aplicativo denominado de *Yalmip* [42], como *parser*, e o SDPT3, como *solver*, ambos rodando na sob a plataforma *Matlab*.

A seguir, apresenta-se a caracterização LMI para os problemas de D -Estabilidade e de determinação da norma H_∞ de sistemas.

2.8.1 *D-Estabilidade*

A formulação LMI que assegura a D -estabilidade de um sistema foi desenvolvida originalmente no trabalho de *Chilali e Gahinet* em [22], a qual é apresentada a seguir.

Teorema 2.10. *O sistema $\dot{x}(t) = Ax(t)$, $x(0) = x_0$, é D -estável se e somente se existir uma matriz simétrica definida positiva P tal que:*

$$L \otimes P + M \otimes (PA) + M^T \otimes (A^T P) < 0 \quad (2.45)$$

onde a operação \otimes corresponde ao produto de Kronecker de duas matrizes.

Ressalta-se que quando deseja-se definir uma região D como a intersecção de várias regiões LMI basta adicionar várias restrições na forma (2.45).

2.8.2 *Norma H_∞*

Considere a expressão em (2.41) e seja $V(x)$ uma função quadrática, i.e. $V(x) = x^T P x$, onde P é uma matriz simétrica definida positiva. Considerando que:

$$\dot{V}(x) = 2x^T P \dot{x} = 2x^T P (Ax + B_w w) \quad \text{e} \quad z = C_z x + D_{wz} w \quad (2.46)$$

é possível expressar (2.41) na seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) + z(t)' z(t) - \gamma^2 w(t)' w(t) < 0 \quad \Rightarrow \\ \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} (A'P + PA + C_z' C_z) & (PB_w + C_z' D_{wz}) \\ (B_w' P + D_{wz}' C_z) & -\gamma^2 I_{nw} + D_{wz}' D_{wz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} < 0, \quad \forall \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} \neq 0 \end{aligned} \quad (2.47)$$

A desigualdade em (2.47) é definida negativa, se e somente se existir um $P = P^T > 0$ que torne a restrição LMI em (2.48) definida negativa.

$$\begin{bmatrix} (A'P + PA + C_z' C_z) & (PB_w + C_z' D_{wz}) \\ (B_w' P + D_{wz}' C_z) & -\gamma^2 I_{nw} + D_{wz}' D_{wz} \end{bmatrix} < 0 \quad (2.48)$$

O resultado acima é conhecido na literatura como *Bounded Real Lemma* [20]. Este resultado pode ser utilizado para obter o valor exato da norma H_∞ , com a precisão desejada, através do seguinte problema de otimização:

$$\min_{P, \eta} \eta : \begin{cases} P = P^T > 0, \eta > 0 \\ \begin{bmatrix} (A'P + PA + C'_z C_z) & (PB_w + C'_z D_{wz}) \\ (B'_w P + D'_{wz} C_z) & -\eta I + D'_{wz} D_{wz} \end{bmatrix} < 0 \end{cases} \quad (2.49)$$

onde P e η são as variáveis de decisão do problema de otimização. No problema acima foi utilizado uma mudança de variáveis $\eta = \gamma^2$ para tornar a função objetivo (no caso o valor da norma) linear em relação às variáveis de decisão. Portanto, nesse caso, $\|G_{wz}\|_\infty = \sqrt{\eta}$.

A grande maioria dos *solvers* de LMIs também conseguem resolver problemas de otimização na qual a função objetivo é linear em relação às variáveis de decisão e as restrições aparecem na forma de LMIs. Estes problemas também são conhecidos na literatura de controle como problemas de otimização convexa.

2.8.3 Conclusão

Neste capítulo, apresentou-se os conceitos básicos pertinentes e essenciais para o entendimento da técnica utilizada na determinação dos ganhos do controlador ressonante, tais como: sistemas lineares com incerteza, estabilidade por Lyapunov, norma H_∞ de sistemas, noção de D -estabilidade, descrição *LMI* e avaliação das cargas não lineares utilizadas na validação de controladores para inversores.

Capítulo 3

3. Projeto do Controlador

3.1. Introdução

No capítulo 2 foram apresentados de forma resumida os conceitos fundamentais utilizados nesta dissertação para o projeto de uma lei de controle por realimentação de estados considerando múltiplos controladores ressonantes. A seguir, apresenta-se a modelagem matemática do sistema UPS e as condições na forma LMI para o projeto do controlador.

O sistema UPS empregado nesta dissertação utiliza uma topologia do inversor do tipo *half-bridge* com 5kVA de potência nominal, operando com uma frequência de chaveamento de 22kHz, com modulação PWM, e com uma tensão de link CC em torno de 520Vcc. O sistema de alimentação por baterias será desconsiderado, pois foca-se na característica dinâmica do inversor e não na característica de autonomia do UPS. Conseqüentemente, o equacionamento do sistema será baseado apenas no modelo matemático do modelo médio do inversor CC-CA e do filtro de saída acoplado à ele como mostra a parte tracejada da Figura 3.1.

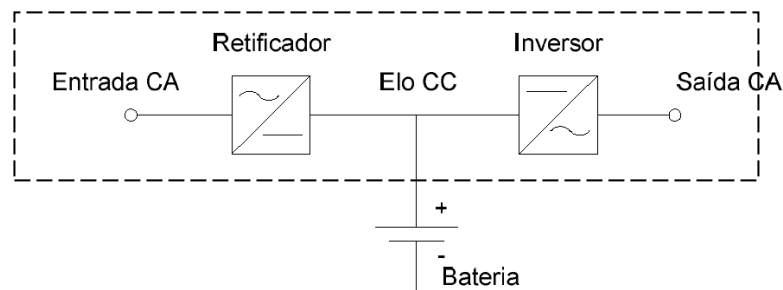


Figura 3.1 – Esquema simplificado do sistema UPS, onde a parte destacada é considerada no modelo.

Além do modelo da *UPS*, neste capítulo, também se apresenta o controlador ressonante, o modelo deste controlador por variáveis de estado, a extensão para o caso de múltiplos controladores, e a formulação LMI considerada para a determinação de um vetor K de realimentação de estados tal que a estabilidade e certos critérios de desempenho sejam satisfeitos para toda a faixa de variação da carga aplicada a *UPS* (potência nominal e operação a vazio).

3.2. Modelo Médio da *UPS*

Em uma *UPS*, o condicionamento da tensão de saída é realizado por um inversor de tensão *CC-CA* em conjunto com um filtro Passa-Baixa LC de segunda ordem como mostra a Figura 3.2. Observa-se nesta figura o diagrama elétrico do inversor utilizado e a polaridade das correntes envolvidas. Como mencionado na introdução deste capítulo, o modelo a ser apresentado para a *UPS* desconsidera a influência do uso de baterias e a presença do retificador trifásico de entrada e capacitores de filtro. O circuito de chaveamento (ou comutação) composto pelas chaves *IGBT* alimentadas pela tensão do link *CC* e o modulador *PWM* é modelado pelo valor médio da tensão aplicada ao filtro LC passa baixa e que será representado pela tensão de entrada $V_e = k_{PWM} V_{CC}$, onde k_{PWM} é o ganho do modulador e V_{CC} a tensão do link *CC*.

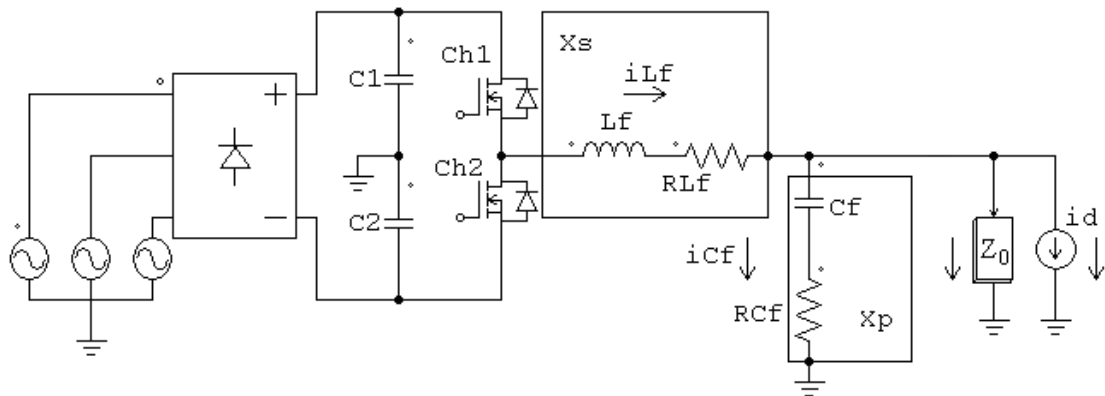


Figura 3.2 - Circuito da *UPS* utilizado.

Os componentes elétricos na Figura 3.2, para fins de projeto, possuem os seguintes valores numéricos:

- Indutância $L_f = 1$ mH;

- Resistência parasita do indutor $R_{Lf} = 0,015 \Omega$;
- Capacitância $C_f = 300 \mu\text{F}$;
- Resistência parasita do capacitor (considerada) $R_{Cf} = 0 \Omega$.

A potencia nominal do inversor utilizado é de 5kVA, e remete a uma impedância de carga que pode variar no intervalo [5; 10000] *Ohms* (Ω) de acordo com a tensão de saída nominal do inversor. Como a UPS deve operar para qualquer valor de carga neste intervalo, considerar-se-á no modelo uma carga linear incerta que pode assumir valores no intervalo [5; 10000] em *Siemens* (S). Por conveniência, nesta dissertação, considera-se ao invés da impedância de carga o valor da admitância de carga no intervalo de [0,0001; 0,2], isto é:

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0}, Y_0 \in \Delta := \{Y_0 : 0,0001 \leq Y_0 \leq 0,2\} \quad (3.1)$$

3.3. Modelo do Sistema por Espaço de Estados.

A representação do sistema no espaço de estados descreve o comportamento dinâmico de todos os elementos armazenadores de energia em um sistema, que neste caso são o indutor L_f e o capacitor C_f pertencentes ao filtro do inversor. Para entender melhor as relações físicas entre os componentes do inversor, a Figura 3.3 apresenta a representação em diagrama de blocos do inversor que mostra a relação entre a tensão no capacitor e a corrente do indutor. O diagrama de blocos facilita a compreensão e a posterior descrição por variáveis de estado.

Como a carga conectada a UPS pode ser linear ou não linear (por exemplo, o estágio de entrada de alimentação de um computador), considera-se nesta dissertação uma representação da corrente de carga em termos de duas componentes distintas. A primeira corrente, oriunda da admitância Y_0 que representa uma carga linear que consome uma corrente i_z . A segunda somada a i_z é uma corrente i_d que nesta dissertação representa distúrbios ou perturbações ao valor da carga aplicada ao inversor. Como detalhado mais tarde nesta dissertação, esta corrente representa de forma simplificada o modelo de cargas não lineares conectadas a UPS.

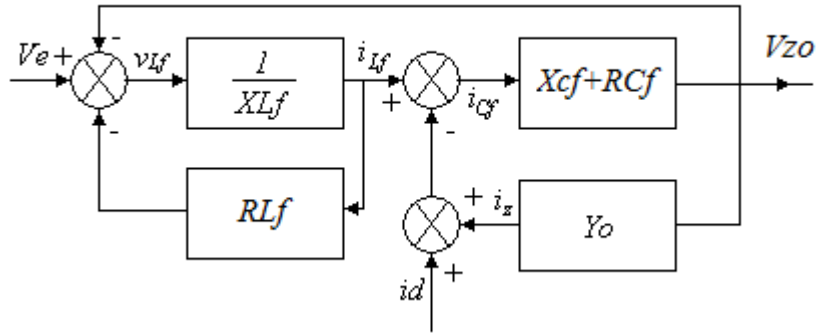


Figura 3.3 - Diagrama fasorial de blocos do inversor.

A metodologia inicial para compor as matrizes de estado requer a determinação das equações diferenciais que regem o comportamento das tensões e correntes envolvidas no filtro, conforme polaridade definida na Figura 3.2. Basicamente são utilizadas duas equações, uma referente a equação de malha em (3.2) e a outra da equação dos nós em (3.3).

$$V_e = v_{z_0} + v_{L_f} + i_{L_f} R_{L_f} \quad (3.2)$$

$$i_{L_f} = i_{C_f} + i_{z_0} + i_d \quad (3.3)$$

Sabendo que a relação entre tensão e corrente no indutor e no capacitor são dadas por:

$$i_{C_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} \quad (3.4)$$

$$v_{L_f} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.5)$$

e levando em conta a queda de tensão na resistência referente as perdas no capacitor, obtém-se:

$$v_{z_0} = v_{C_f} + v_{R_{C_f}} \quad (3.6)$$

$$v_{z_0} = v_{C_f} + i_{C_f} R_{C_f} \quad (3.7)$$

A partir de (3.4), obtém-se a corrente na impedância série do capacitor, chegando no equacionamento para tensão na carga:

$$v_{z_0} = v_{C_f} + C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} R_{C_f} \quad (3.8)$$

Agora, substituindo (3.4) em (3.3), obtém-se a relação definida em (3.9).

$$i_{L_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} + v_{z_0} \cdot Y_0 + i_d \quad (3.9)$$

E substituindo a variável V_{z_0} de (3.9) em (3.8) tem-se a Equação (3.10)

$$i_{L_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} + Y_0 \left(v_{C_f} + C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} R_{C_f} \right) + i_d \quad (3.10)$$

Chega-se então a uma equação onde há apenas as variáveis medidas relacionadas entre si como apresentado em (3.11). Como nela existe a presença da tensão do capacitor e de sua derivada, pode-se fazer a seguinte manipulação para chegar à primeira equação de estado (3.12), relativa à tensão do capacitor.

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} \left(C_f + \frac{1}{Y_0} \cdot C_f R_{C_f} \right) = i_{L_f} - \frac{1}{Y_0} \cdot v_{C_f} + i_d \quad (3.11)$$

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{\frac{1}{Y_0}}{C_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} i_{L_f} - \frac{1}{C_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} v_{C_f} - \frac{\frac{1}{Y_0}}{C_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} i_d \quad (3.12)$$

Para se chegar à segunda equação de estados, por meio da (3.5), determina-se que a tensão sobre o indutor L_f como dado a seguir em (3.13).

$$v_{L_f} = L_f \frac{dv_{C_f}}{dt} + R_{C_f} i_{L_f} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.13) em (3.2), leva a seguinte expressão:

$$V_e = L_f \frac{dv_{C_f}}{dt} + R_{L_f} i_{L_f} + v_{C_f} + C_f R_{C_f} \frac{dv_{C_f}}{dt} \quad (3.14)$$

A partir da substituição de (3.12) em (3.14) tem-se a expressão em (3.15).

$$V_e = L_f \frac{dv_{C_f}}{dt} + R_{L_f} i_{L_f} + v_{C_f} + C_f R_{C_f} \left[\frac{\frac{1}{Y_0} i_{L_f}}{C_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} - \frac{v_{C_f}}{C_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} - \frac{\frac{1}{Y_0} i_d}{C_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \right] \quad (3.15)$$

Fatorando e manipulando algebricamente (3.15) se obtém (3.16).

$$V_e = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} + i_{L_f} \left[R_{L_f} + \frac{\frac{1}{Y_0} R_{C_f}}{\left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \right] + v_{C_f} \left[1 - \frac{R_{C_f}}{\left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \right] - i_d \frac{\frac{1}{Y_0} R_{C_f}}{\left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \quad (3.16)$$

Finalmente (3.17) é provinda do estado da corrente do indutor, que é extraída através da manipulação algébrica feita na Equação (3.16).

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_e}{L_f} - i_{L_f} \frac{1}{L_f} \left[R_{L_f} + \frac{\frac{R_{C_f}}{Y_0}}{\left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \right] + v_{C_f} \frac{1}{L_f} \left[1 - \frac{R_{C_f}}{C_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \right] - i_d \frac{1}{L_f} \frac{\frac{R_{C_f}}{Y_0}}{\left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \quad (3.17)$$

Definindo, um estado como a corrente no indutor e outro estado como a tensão no capacitor, obtém-se a seguinte representação por variáveis de estado:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + Ew(t) \\ z(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

onde $x(t) = [x_1 \ x_2]^T = [i_{L_f} \ v_{C_f}]^T$ é o vetor de estados, $w(t) = i_d$ é o sinal de perturbação externa, $u(t) = V_e$ é o sinal de controle (saída do PWM), $z(t) = v_{C_f}$ é a saída de interesse, $C = [0 \ 1]$, e

$$A = \begin{bmatrix} - \left(\frac{R_{L_f}}{L_f} + \frac{\frac{1}{Y_0} R_{C_f}}{L_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \right) & \frac{-1}{Y_0} \\ \frac{1}{Y_0} & -1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} \frac{\frac{1}{Y_0} R_{C_f}}{L_f \left(\frac{1}{Y_0} + R_{C_f} \right)} \\ -\frac{1}{Y_0} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

nota-se, no modelo acima, que a corrente i_d não é uma variável de característica conhecida e é modelada como uma perturbação externa ao modelo.

A UPS considerada nesta dissertação utiliza capacitores com baixa resistência R_{C_f} . Desta forma, visando simplificar o modelo obtido em (3.18)-(3.19), considera-se nesta dissertação que $R_{C_f} = 0$. Assim, a partir de (3.19), obtém-se as seguintes matrizes de estado para o sistema definido em (3.18):

$$A(Y_0) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{Lf}}{Lf}\right) & \frac{-1}{Lf} \\ \frac{1}{Cf} & \frac{-Y_0}{Cf} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{Lf} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ \frac{1}{Cf} \end{bmatrix}, C = [0 \quad 1] \quad (3.21)$$

Em (3.20), a matriz A é uma função afim em relação ao parâmetro variante Y_0 e, por esta razão, ela será representada pela notação $A(Y_0)$ para ressaltar a dependência em relação a Y_0 .

3.4. Considerações sobre o modelo da carga linear

O modelo para carga linear considera dois fatores fundamentais que servem para entender o equacionamento em (3.18)-(3.21). O primeiro considera a admitância Y_0 como um parâmetro variante no tempo, onde são conhecidos apenas os valores da admitância considerando os dois regimes genéricos de operação da UPS: operação a vazio (admitância mínima) e nominal (admitância máxima). O segundo fator considera distúrbios de corrente como: *sags*, *swell*, *noch* ou picos de corrente entre outros distúrbios, e são modelados pela corrente de distúrbio i_d .

Esta corrente de distúrbio também é uma entrada para o modelo do sistema, porém, diferentemente do sinal V_e , ela não é controlável e seu valor dependerá da carga. Desta forma, a corrente i_d é considerada como uma perturbação ao sistema e sua presença é vista como uma fonte de perda de desempenho do sistema. Desta forma, deve-se projetar um controlador que minimize os efeitos dessa entrada na variável de interesse da UPS representada pela tensão de saída v_{Cf} .

Resumindo, o modelo da carga linear é representado por um parâmetro incerto variante no tempo, onde a única informação disponível são os seus valores máximo (Y_{\max}) e mínimo (Y_{\min}), isto é:

$$Y_0 = Y_0(t) \in \Delta, \Delta = \{Y_0(t) \in \Re : Y_{\min} \leq Y_0(t) \leq Y_{\max}\} \quad (3.22)$$

3.5. Considerações sobre cargas não lineares

As cargas não lineares normalmente conectadas a uma UPS são de difícil modelamento matemático devido a descontinuidade da corrente e a conseqüente necessidade de se utilizar funções não lineares e não diferenciáveis. Uma carga típica não linear é apresentada na Figura 3.4.

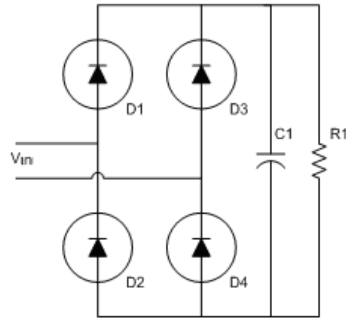


Figura 3.4 – Circuito de carga não linear com retificador a diodo em ponte completa e carga RC.

Entretanto, a corrente de cargas não lineares é um sinal periódico podendo ser decomposta em termos da série trigonométrica de *Fourier* [37], conforme representado a seguir:

$$i_0 = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \text{sen}(n\omega t)) \quad (3.23)$$

onde i_0 é a corrente da carga, a_0 é o nível CC da corrente, n a ordem dos harmônicos, a_n é a amplitude do cosseno do harmônico de ordem n , b_n a amplitude do seno, ω a frequência angular e t o tempo. Desta forma, pode-se representar uma carga não linear pela sua componente fundamental e pelas componentes harmônicas (múltiplas da frequência da componente fundamental). Por exemplo, o circuito retificador ilustrado na Figura 3.4, gera harmônicos de ordem ímpar cujas componentes harmônicas mais significativas são a 3ª, 5ª, 7ª e 9ª. Utilizando os valores numéricos da UPS descrita no próximo capítulo, a forma de onda resultante da corrente de carga i_0 é vista na Figura 3.5.

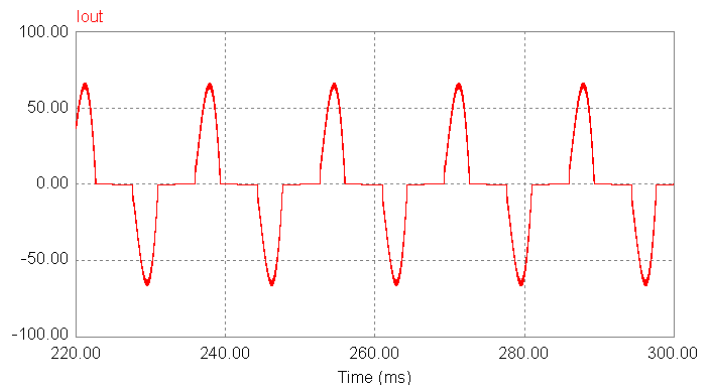


Figura 3.5 – Exemplo da corrente consumida por uma carga não linear.

Seguindo esta linha, a referência [23] utiliza para representar cargas não lineares várias cargas RL e RC em paralelo com frequências de ressonância múltiplas da frequência fundamental como ilustrado na Figura 3.6, onde ω representa a frequência angular fundamental e n a ordem da maior componente harmônica considerada no modelo da carga não linear.

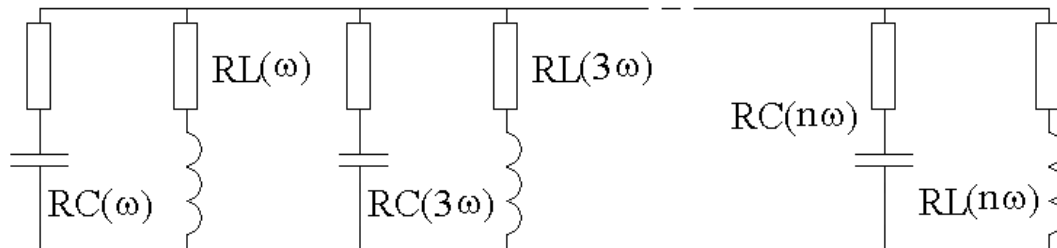


Figura 3.6 – Possível modelo linear de uma carga não linear através de múltiplas redes RL e RC .

A aplicação da idéia acima diretamente ao modelo considerado nesta dissertação produziria um modelo de grande dimensão (no mínimo 10 estados considerando uma carga linear em paralelo com redes RL e RC referentes a 3ª, 5ª, 7ª e 9ª harmônicas). Além disso, não seria possível implementar uma realimentação de estados já que os estados (corrente nos indutores e tensão nos capacitores) não estão disponíveis para realimentação. Portanto, como discutido na seção anterior, utiliza-se o circuito da Figura 3.7, para considerar as cargas não lineares. Esta simplificação não compromete em muito o desempenho do sistema de controle proposto nesta dissertação, visto que pelo princípio do modelo interno ao colocar-se compensadores ressonantes nessas componentes harmônicas resulta na rejeição destas componentes em regime permanente.

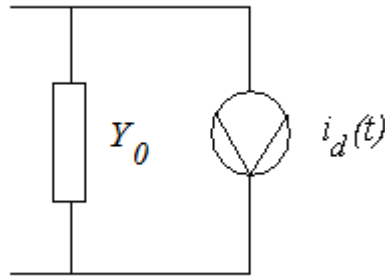


Figura 3.7 – Modelo de carga considerado nesta dissertação.

3.6. Modelo do Compensador Ressonante na Freqüência Fundamental.

Pelo princípio do modelo interno é necessário incluir o modelo

$$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (3.24)$$

no caminho direto da malha de realimentação para anular o erro em regime permanente para o seguimento de um sinal senoidal com freqüência ω (e de forma equivalente rejeitar em regime permanente perturbações periódicas com freqüência ω), desde que o sistema seja assintoticamente estável em malha fechada.

Nesta dissertação, utilizam-se blocos semelhantes ao apresentado em (3.24) na estrutura do controlador e em conjunto aplica-se uma realimentação de estados (considerando os estados do sistema e do controlador) visando obter uma boa relação entre resposta transitória e atenuação de harmônicos. Com este objetivo, emprega-se uma representação por variáveis de estado para o compensador ressonante como representado a seguir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{RC}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & 0 \end{bmatrix} x_{RC}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_{RC}(t) \\ z_{RC}(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x_{RC}(t) \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde $x_{RC}(t) = [x_{RC,1}(t) \ x_{RC,2}(t)]^T$ é o vetor de estados do controlador, $u_{RC}(t)$ é o sinal de entrada do controlador e $z_{RC}(t)$ o sinal de saída do controlador.

Para obter condições que asseguram a estabilidade do sistema em malha fechada, constrói-se uma representação aumentada considerando a seguinte realimentação:

$$u_{RC}(t) = e(t), \quad e(t) = V_{ref}(t) - v_{Cf}(t) \quad (3.26)$$

onde $e(t)$ é o sinal de erro entre a tensão de referência $V_{ref}(t)$ e a tensão na carga $v_{Cf}(t)$. Esta representação aumentada inclui os estados do sistema e do compensador ressonante levando a seguinte representação por variáveis de estado:

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) &= A_a(Y_0)x_a(t) + B_a u(t) + E_a w_a(t) \\ z_a(t) &= C_a x_a(t) \end{aligned} \quad (3.27)$$

onde $x_a(t) = [i_{L_f} \quad v_{Cf} \quad x_{RC,1} \quad x_{RC,2}]^T$ é o vetor de estados aumentado, $w_a(t) = [V_{ref} \quad i_d]^T$ é a entrada de perturbação aumentada, $z_a(t)$ é a saída de interesse do sistema aumentado, e

$$A_a(Y_0) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_0}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_a = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_a = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.28)$$

Para garantir a estabilidade do sistema de controle acima definido, utiliza-se uma realimentação de estados na forma:

$$u(t) = k_0 i_{L_f}(t) + k_1 e(t) + k_2 x_{RC,1}(t) + k_3 x_{RC,2}(t) = \underbrace{[k_0 \quad -k_1 \quad k_2 \quad k_3]}_K x_a(t) + k_1 V_{ref}(t) \quad (3.29)$$

onde k_0 , k_1 , k_2 e k_3 são parâmetros a serem determinados.

Aplicando (3.29) em (3.27), obtém-se a representação do sistema de controle em malha fechada como dado a seguir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) &= A_{cl}(Y_0)x_a(t) + E_{cl} w_a(t) \\ z_a(t) &= C_{cl} x_a(t) \end{aligned} \quad (3.30)$$

onde

$$A_{cl}(Y_0) = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L_f} + k_0}{L_f} & \frac{-1 - k_1}{L_f} & \frac{k_2}{L_f} & \frac{k_3}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_0}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, E_{cl} = \begin{bmatrix} \frac{k_1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, C_{cl} = C_a \quad (3.31)$$

A determinação dos ganhos da realimentação de estados definida em (3.29) será determinada através da formulação LMI, onde serão consideradas restrições para alocação de pólos (autovalores de A_{cl}) e atenuação de perturbações com base na norma H_∞ do sistema entre $w_a(t)$ e $z_a(t)$. Este procedimento será descrito em detalhes na Seção 3.8.

3.7. Rejeição de Harmônicos

A estrutura de controle proposta na seção anterior garante apenas erro de seguimento nulo em regime permanente para sinais de referência senoidais. Visando a rejeição de harmônicos (quando alimentando cargas não lineares), propõe-se nesta dissertação a utilização de múltiplos compensadores ressonantes para compensar cada harmônico individualmente como ilustrado na Figura 3.8, onde cada bloco $RC_i(s)$ possui uma estrutura na forma:

$$RC_i(s) = \frac{\omega_i}{s^2 + \omega_i^2}, i = 0,3,5,7,\dots; \text{ onde } \omega_0 = \omega, \omega_i = i\omega, \forall i \geq 3 \quad (3.32)$$

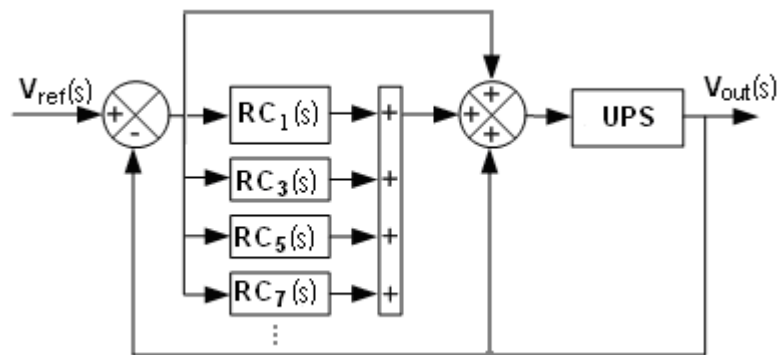


Figura 3.8 – Múltiplos compensadores ressonantes para rejeição de harmônicos.

Note que cada controlador $RC_i(s)$ é sintonizado em uma frequência específica de acordo com a ordem do harmônico de 60 Hz. Basicamente os diversos compensadores são idênticos a (3.24), porém com frequências de ressonância distintas como apresentado em (3.32). Como visto na Figura 3.8, foram considerados apenas os harmônicos de ordem ímpar devido à característica da carga não linear periódica considerada nesta dissertação.

Como discutido no próximo capítulo, nesta dissertação, consideram-se os harmônicos mais representativos (em termos de potência) da carga não linear, em particular, a 3ª, 5ª, 7ª e 9ª harmônicas além da fundamental em $\omega_0 = 2\pi 60$ [rad/seg]. Desta forma, a lei de controle em (3.29) foi redefinida como apresentado abaixo:

$$u(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} k_0 & -k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 & k_6 & k_7 & k_8 & k_9 & k_{10} & k_{11} \end{bmatrix}}_K x_a(t) + k_1 V_{ref}(t) \quad (3.33)$$

A seguir, apresenta-se a representação por variáveis de estado do sistema aumentado considerando a lei de controle acima definida:

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) = & \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-R_{L_f} + k_0}{L_f} & \frac{-1 - k_1}{L_f} & \frac{k_2}{L_f} & \frac{k_3}{L_f} & \dots & \frac{k_{10}}{L_f} & \frac{k_{11}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & \frac{Y_o}{C_f} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -\omega_0^2 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -\omega_9^2 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{cl}(X_0)} x_a(t) \\ & + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{k_1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{E_{cl}} w_a(t), \quad z_a(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_{cl}} x_a(t) \end{aligned} \quad (3.34)$$

onde ω_0 é a frequência fundamental e ω_9 é a frequência referente a harmônica de ordem 9.

3.8. Projeto dos Ganhos dos Compensadores via LMI

Nesta dissertação são utilizados dois critérios de desempenho além da estabilidade robusta: (i) o critério de D -Estabilidade e (ii) a minimização da Norma H_∞ . Mais especificamente, o objetivo do projeto de controle é determinar um vetor de ganhos K para o sistema em malha fechada que garanta, para todo Y_0 admissível conforme definição em (3.1), alocação dos autovalores (valores próprios) do sistema em malha fechada em uma dada região D do plano complexo, e atenuação de distúrbios externos. Para isso o projeto das LMIs estão calcados em três parâmetros para a determinação numérica do vetor. Esses três requisitos de projeto podem ser formulados na seguinte forma:

- i. Garantir que o sub-sistema $\dot{x}_a(t) = A_{cl}(Y_0)x_a(t)$ seja assintoticamente estável para todo $Y_0(t) \in \Delta$, onde Δ representa os valores admissíveis de Y_0 .
- ii. Minimizar um limite superior γ do ganho de L_2 do operador linear (conceito equivalente a norma H_∞ do sistema) entre $w_a(t)$ e $z_a(t)$. Isto é:

$$\left\| G_{w_a z_a} \right\|_{\infty, [0, T]} = \sup_{0 \neq w, Y_0 \in \Delta} \frac{\|z_a(t)\|_{2, [0, T]}}{\|w_a(t)\|_{2, [0, T]}} \leq \gamma \quad (3.35)$$

onde T é o período do sinal de referencia.

- iii. Alocar os pólos do sistema em malha fechada em uma região D_1 do plano s tal que a parte real seja menor do que $-\alpha$, para um dado $\alpha \in \mathfrak{R}^+$, onde:

$$D_1 = \left\{ p_i : \text{Re}(p_i) \leq -\alpha, \alpha \in \mathfrak{R}^+, i = 1, \dots, N \right\} \quad (3.36)$$

N é a ordem do sistema (3.33), p_i representa os pólos deste sistema e $\text{Re}(p_i)$ representa a parte real de p_i . Considerando, a região LMI apresentada em (2.19), obtém-se $L_1 = 2\alpha$ e $M_1 = 1$.

- iv. Alocar os pólos do sistema em malha fechada em uma região D_2 do plano s tal que eles estejam dentro de um semi-circulo de raio r centrado na origem (0;0) do plano complexo, onde:

$$D_2 = \{p_i = \sigma + j\omega_n : |\omega_n| \leq r, r \in \mathfrak{R}^+, \sigma \in \mathfrak{R}, \omega_n \in \mathfrak{R}\} \quad (3.37)$$

Considerando, a região LMI apresentadas em (2.21), obtém-se

$$L_2 = \begin{bmatrix} -r & 0 \\ 0 & -r \end{bmatrix} \text{ e } M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Considerando a parametrização do ganho k conforme a técnica detalhada em [24], chegam-se as seguintes restrições na forma LMI que garantem os requisitos i, ii, iii e iv:

$$\min_{Q, W, Y_0 \in \mathcal{V}(\Delta)} \gamma : \begin{cases} Q = Q^T > 0, \gamma > 0 \\ \begin{bmatrix} QA_a^T(Y_0) + A_a(Y_0)Q + W^T B_a^T + B_a W & E_a & Q^T C_a^T \\ E_a^T & -\gamma I_2 & 0 \\ C_a Q & 0 & -\gamma \end{bmatrix} < 0 \\ L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_1^T \otimes (A_a Q + B_a W)^T < 0 \\ L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_2^T \otimes (A_a Q + B_a W)^T < 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

O problema de otimização acima pode ser facilmente realizado na plataforma *MatLab* acrescido da biblioteca de comandos *Yalmip (parser)* e solucionado em conjunto com a biblioteca de resolução de problemas de otimização do *solver SDPT3*.

Para exemplificar o problema de otimização em (3.39), apresentam-se na Tabela 3.1 os ganhos da lei de controle em (3.33) obtidos a partir do programa de otimização acima, considerando a UPS descrita no próximo capítulo.

$k_0 = -12.6994$	$k_6 = 8.9237e+006$
$k_1 = -19.3195$	$k_7 = 1.6588e+004$
$k_2 = 2.3670e+005$	$k_8 = 2.2920e+007$
$k_3 = 1.7016e+004$	$k_9 = 1.4057e+004$
$k_4 = 2.4892e+006$	$k_{10} = 3.8520e+007$
$k_5 = 1.7044e+004$	$k_{11} = 5.3723e+003$

Tabela 3.1 – Ganhos calculados considerando (3.33) e a UPS descrita no Capítulo 4.

Utilizando o *MatLab*, apresenta-se na Figura 3.9 a trajetória dos pólos do sistema de controle em malha fechada, considerando o caso da variação da carga nominal, além das regiões D_1 e D_2 utilizadas para garantir uma boa resposta dinâmica (sem produzir um excessivo sinal de controle, pois o valor máximo dos pólos está limitado pela região D_2). No projeto dos ganhos da realimentação de estados como apresentado na Tabela 3.1, considerou-se que $\alpha = 500$ e $r = 6200$. Como esperado, todos os pólos do sistema estão localizados na intersecção das duas regiões LMI.

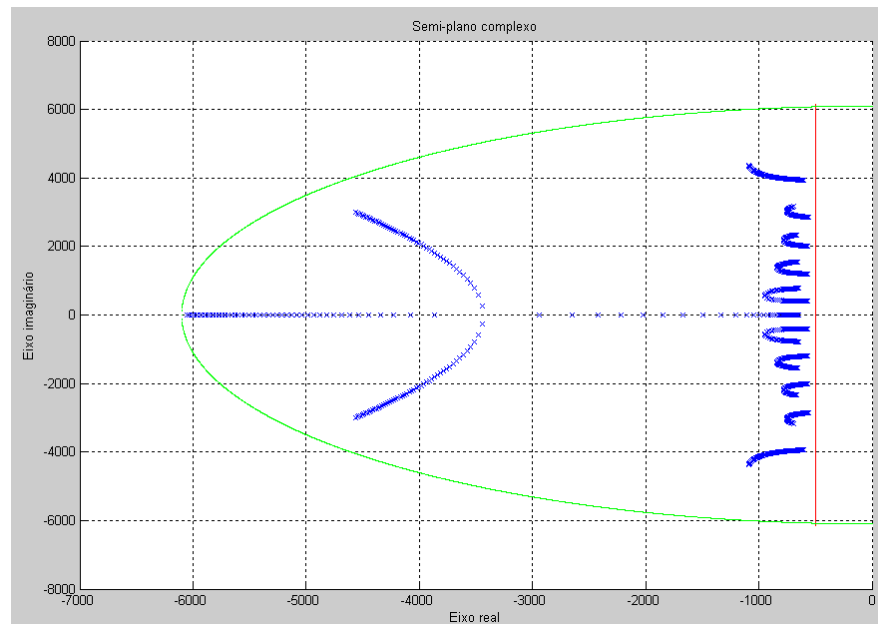


Figura 3.9 – Pólos alocados na região $D_1 \cap D_2$.

3.9. Conclusão

Neste capítulo, apresentou-se o equacionamento do modelo matemático do sistema UPS e do controlador proposto. Parte fundamental para a realização do projeto dos parâmetros do controlador. Os parâmetros do controlador correspondem aos ganhos de uma realimentação de estados no qual se formula o problema em termos de *LMIs* que garantem diversos requisitos de desempenho. Para exemplificar a técnica proposta, apresenta-se também o resultado numérico da solução do problema LMI considerando os valores da UPS a ser utilizada no Capítulo 4. No capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais considerando os ganhos apresentados na Tabela 3.1, onde se realiza uma análise do desempenho transitório e faz-se uma comparação entre os resultados obtidos com a norma IEC 62040-3.

Capítulo 4

4. Resultados

4.1. Introdução

No capítulo 3 foi apresentada a modelagem e o projeto *LMI*, para a determinação dos ganhos dos diversos compensadores presentes no controlador ressonante. O projeto das *LMIs* envolveram as técnicas de controle robusto *D*-estabilidade e norma H^∞ .

Neste capítulo, apresentam-se os ensaios experimentais para a validação do controlador proposto. Para a realização dos ensaios, considerou-se uma *UPS* comercial monofásica de 5kVA seguindo as normas IEC 62040 e IEEE 944 para a definição dos testes com carga linear e não linear.

Inicialmente, ilustra-se o projeto da carga não linear segundo a norma IEC 62040-3 para verificação da capacidade de rejeição de harmônicos do compensador proposto. Também, apresenta-se a discretização dos ganhos do controlador (obtidos no capítulo anterior considerando um modelo contínuo do inversor *CC-CA*) visando à implementação em tempo real do controlador. Para verificar o comportamento do sistema em simulação antes da realização dos ensaios práticos, utilizou-se uma plataforma de simulação (dedicada a conversores de potência) considerando o modelo completo do inversor *CC-CA*, a implementação discreta do controlador e uma carga não linear composta por um retificador em onda completa conectado a uma carga *RC* em paralelo.

Finalizando este capítulo, apresentam-se os resultados experimentais realizados em laboratório onde a lei de controle é implementada utilizando os recursos de tempo real da plataforma *Matlab/Simulink* em conjunto com uma placa *DSP* da marca *D-Space*. Esses resultados foram coletados utilizando um voltímetro *Fluke True RMS 179*, incluindo analisador

de qualidade de energia *Fluke Power Quality Analyzer* (dotado de ponteiras de tensão e corrente com funções de análise de potência e harmônicos), e com um osciloscópio *Tektronics TDS 2014*. Os dados obtidos e apresentados neste capítulo foram analisados em relação aos níveis de conformidade da norma *Std IEC 62040*, a qual define limites de distorção harmônica total e individual (para cada componente harmônico) de tensão para sistemas *UPS*.

4.2. Dimensionamento da Carga Não Linear

A determinação da carga para o ensaio em laboratório da *UPS* foi realizada de acordo com a norma *IEC 62040-3* que especifica o dimensionamento da carga para os ensaios com carga linear e não-linear.

O sistema *UPS* utilizado nos experimentos é composto de um módulo *IGBT* monofásico em meia ponte de 1200V e 400A, um módulo retificador em ponte completa, seis capacitores, *drivers* para o módulo *IGBT*, e um indutor de 1mH, sendo que a bateria neste ensaio não foi utilizada. Este sistema foi doado à PUCRS pela empresa CP Eletrônica através de uma parceria com o grupo de pesquisa GACS desta universidade.

A norma *IEC 62040-3* estabelece uma referência para carga não-linear monofásica para testes de operação de sistemas *UPS* alimentando uma carga não linear como ilustrado na Figura 4. 1. No diagrama desta figura, a resistência R_s é dimensionada para dissipar 4% da potência aparente total S , enquanto a resistência R_I é escolhida para dissipar os restantes 66%, de forma a gerar uma carga com fator de potência 0,7. O capacitor C_1 é calculado de maneira a obter um *ripple* de 5% em relação a tensão V_{CI} pico a pico.

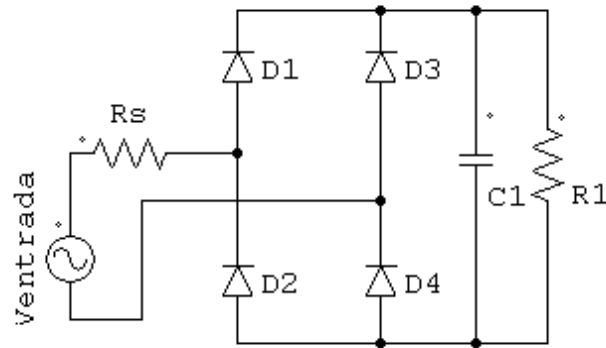


Figura 4. 1 - Modelo da carga não linear.

O dimensionamento dos componentes R_s , R_1 e C_1 são determinados através das seguintes expressões, onde são desconsideradas as perdas nos diodos retificadores:

$$V_{C_1} = 1,22V_{ent} \quad (4.1)$$

$$R_s = 0,04 \frac{V_{ent}}{S} \quad (4.2)$$

$$R_1 = \frac{(1,22V_{ent})^2}{0,66S} \quad (4.3)$$

$$C_1 = \frac{0,75}{fR_1} \quad (4.4)$$

sendo f a frequência da rede elétrica, R_s a resistência de entrada e R_1 a resistência de carga (ambas dadas em Ohms Ω) e C_1 é a capacitância de carga (dada em Faradays F).

Em particular, considerando que o sistema *UPS* utilizado nos testes possui uma tensão de entrada eficaz $V_{ent} = 110 \text{ VRMS}$ e uma potência aparente total $S = 5 \text{ KVA}$ o que leva aos seguintes valores para as equações (4.1) a (4.4): $V_{C_1} = 134,2\text{V}$, R_s desprezível, $R_1 = 5.45 \text{ } \Omega$ e $C_1 = 23000 \mu\text{F}$.

4.3. Discretização dos Ganhos do Controlador

Todo o projeto de determinação dos ganhos dos múltiplos controladores ressonantes foi realizado no domínio contínuo em função da simplicidade de manipulação das variáveis que compõem as regiões convexas utilizadas pelo critério de D -Estabilidade.

Na realização prática do controle no sistema UPS , os ganhos obtidos pela resolução do problema de otimização detalhado no capítulo anterior são adequados ao modelo contínuo do estágio de saída da UPS . Como a implementação do controlador é feita de maneira discreta através da plataforma *Matlab/simulink* em conjunto com o sistema de aquisição *DSPACE*, é necessário determinar os valores dos ganhos do controlador equivalentes em tempo discreto. Com este objetivo, os coeficientes das funções de transferência em tempo discreto dos múltiplos compensadores ressonantes foram parametrizados em relação aos valores dos ganhos obtidos em tempo contínuo. Neste caso, utilizou-se a técnica de discretização por Tustin (ou bilinear) através da seguinte relação:

$$s \approx \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (4.5)$$

A aproximação acima é aplicada à função de transferência de cada compensador. Como o projeto considera uma realimentação completa de estados (estados da planta e do compensador dinâmico), consideraram-se dois tipos de função de transferência. A primeira função refere-se a componente fundamental e ao ganho da corrente do indutor do filtro de saída da UPS . O segundo tipo de função se refere aos compensadores ressonantes sintonizados nas componentes harmônicas.

A função de transferência do compensador sintonizado na frequência fundamental contendo o ganho relacionado a corrente no indutor de saída da UPS é dada por:

$$G_{CR_f}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{(s^2 + \omega^2)} \cdot (k_3 \cdot s + k_2) - k_1 \quad (4.6)$$

onde k_1 é o ganho associado a corrente no indutor do filtro de saída do inversor, e k_2 e k_3 os ganhos associados aos estados do compensador ressonante na frequência fundamental.

Aplicando a relação em (4.5) a (4.6) leva a seguinte função de transferência discreta:

$$G_{CR_F}(z) = \frac{b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0}{a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0} \quad (4.7)$$

onde os valores dos coeficientes a_2 , a_1 , ..., b_0 são determinados pelas expressões disponíveis na Tabela 4.1.

Compensador Discretizado – Frequência Fundamental	
Parâmetro	Expressão
b_2	$-(-4.k_1 + 2.T.k_3 + (k_2 - k_1.\omega^2).T^2)$
b_1	$-(2.((k_2 - k_1.\omega^2).T^2 + 4.k_1))$
b_0	$-(-4.k_1 - 2.T.k_3 + (k_2 - k_1.\omega^2).T^2)$
a_2	$-(4 + \omega^2.T^2)$
a_1	$-(2.(\omega^2.T^2 - 4))$
a_0	$-(4 + \omega^2.T^2)$
T	$45 \mu sec$

Tabela 4. 1– Ganhos do controlador discreto na frequência fundamental.

Para os compensadores dos diversos harmônicos a expressão da função de transferência contínua é a mesma em relação a todos os harmônicos conforme a expressão abaixo:

$$G_{CR_H}(s) = \frac{1}{(s^2 + \omega_H^2)} \cdot (k_{H+2} \cdot s + k_{H+1}) \quad (4.8)$$

onde H representa a ordem do harmônico, isto é H = 3, 5, 7 e 9.

Utilizando a relação (4.5), obtém-se a seguinte função de transferência discreta:

$$G_{CR_H}(z) = \frac{b_{H2} \cdot z^2 + b_{H1} \cdot z + b_{H0}}{a_{H2} \cdot z^2 + a_{H1} \cdot z + a_{H0}} \quad (4.9)$$

onde os valores dos coeficientes de $G_{CR_H}(z)$ são especificados na Tabela 4.

Compensador Discretizado – Componente harmônico H	
Parâmetro	Expressão
b_{H2}	$-(2.T.k_{H+2} + (k_{H+2}.\omega_H^2).T^2)$
b_{H1}	$-(2.(k_{H+2}.\omega_H^2).T^2)$
b_{H0}	$-(-2.T.k_{H+2} + (k_{H+2}.\omega_H^2).T^2)$
b_{H2}	$-(4 + \omega_H^2.T^2)$
b_{H1}	$-(2.(\omega_H^2.T^2 - 4))$
b_{H0}	$-(4 + \omega_H^2.T^2)$
T	$45 \mu sec$

Tabela 4. 2- Ganhos do controlador discreto dos demais harmônicos.

4.4. Resultados de Simulação

Foram realizadas simulações no software *PSIM* que simula circuitos de potência, com o objetivo de organizar e assegurar o bom funcionamento da técnica de controle quando aplicado na prática,

O software *PSIM* tem interface gráfica com símbolos que facilitam a criação de circuitos de potência e controle e é dotado de processamento dedicado a circuitos de potência, reduzindo o tempo de simulação.

O esquema elétrico utilizado na simulação foi dividido e organizado em quatro partes como mostra a Figura 4.2, que distingue o circuito de entrada do inversor com o *link CC*, o circuito do filtro de saída do inversor com os *IGBTs*, o circuito da carga de acordo com a norma IEC 62040 e o circuito de controle com a referência e todos os compensadores.

O lado *CC* do inversor é gerado por um retificador trifásico alimentado por uma fonte trifásica e estabilizado por dois capacitores ligados simetricamente, isso se deve ao fato do inversor ser de meia ponte. O circuito do inversor indicado na Figura 4.2 mostra o circuito de PWM com um ganho na entrada de controle do comparador para evitar a saturação do sinal de controle. No ramo em que estão ligados os *IGBTs* está o circuito de filtragem do inversor, que filtra a alta frequência do chaveamento dos *IGBTs*. Os circuitos de carga não estão ligados

simultaneamente, em quanto a carga linear estiver ligada o circuito de carga não linear estará desligado e vice-versa. O circuito de controle, na Figura 4.2 está completo, com todos os compensadores ressonantes, fundamental, 3°, 5°, 7° e o 9° harmônico. Neste controle há limitadores nas saídas de cada compensador, isto se deve ao fato que o ganho dos compensadores de maior ordem, gerados pelas *LMIs*, são muito elevados e por isso saturam o sinal de controle quando o erro é grande nestas frequências específicas.

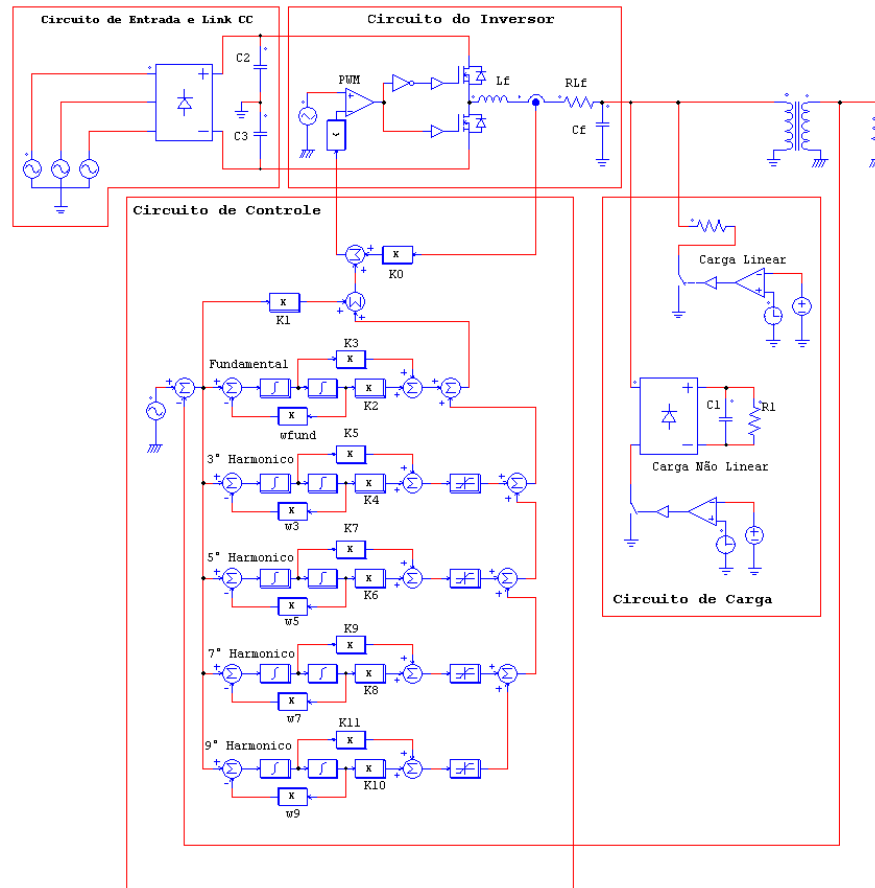


Figura 4. 2 - Esquema elétrico e de controle da simulação contínua no PSIM.

As simulações seguem uma metodologia de testes que começa pelo teste do controle do compensador da componente fundamental seguido dos testes com cada acréscimo de cada compensador das componentes harmônicas seguintes, 3°, 5°, 7° e 9°.

Entretanto a simulação consiste em testar os ganhos gerados pelas *LMIs* com cargas Linear e Não linear para verificar se o controle condiciona a tensão de saída do inversor de acordo com a norma européia.

Os ganhos da Tabela 4.3 para a compensador sintonizado na componente fundamental, assim como para todos os outros compensadores sintonizados nas diversas frequências harmônicas, foram extraídos do projeto das *LMIs* e são testados em simulação para a verificar as formas de onda do acionamento das cargas linear e não linear e a Distorção Harmônica Total (DHT) para cada carga.

k_1	-19.3195
k_2	2.3670e+005
k_3	1.7016e+004

Tabela 4. 3- Ganhos gerados pelas *LMIs* testados no domínio contínuo.

A Figura 4.3 apresenta o compensador apenas da componente fundamental com os ganhos k_2 e k_3 de realimentação de estados e também a realimentação de tensão através do ganho k_1 .

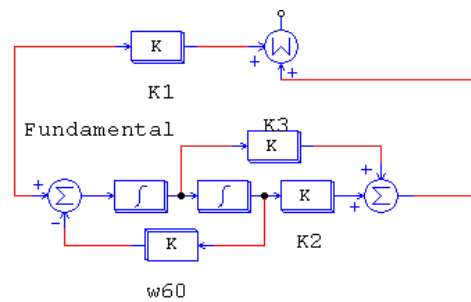


Figura 4. 3 – Circuito de controle da componente fundamental usado na simulação.

O resultado do primeiro teste é apresentado na Figura 4.4 que mostra a forma de onda da tensão no capacitor do filtro, a forma de onda da referência de tensão e a corrente no indutor do filtro de saída. O teste que foi realizado com carga linear.

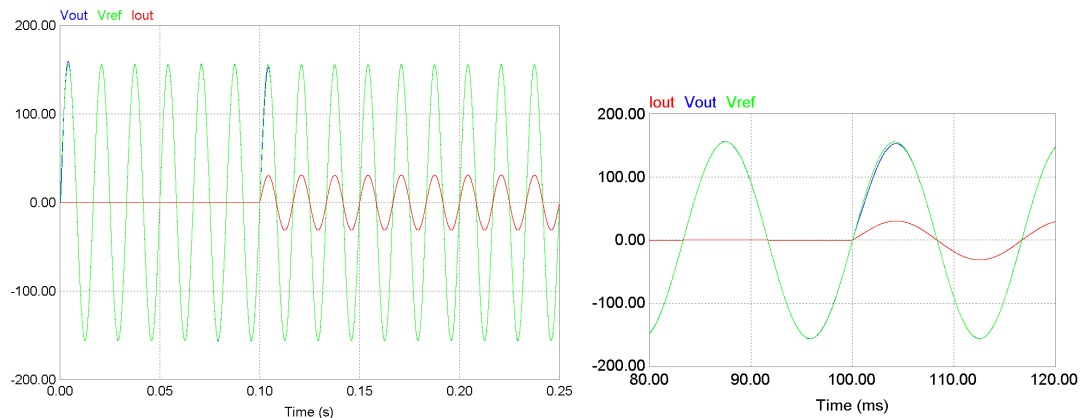


Figura 4. 4 – Formas de onda simuladas de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro de saída da UPS e a referência para o acionamento de carga linear, com compensador de frequência fundamental.

Pela análise da Figura 4.4 é possível verificar a estabilidade e o desempenho do sistema simulado para este controle, onde o erro de regime é nulo para a frequência fundamental. O transitório após o acionamento da carga é de um pouco mais de um quarto de ciclo e a DHT também é nula, pois a carga linear não gera harmônicos.

Na Figura 4.5 é analisado o desempenho do compensador de frequência fundamental para o acionamento de carga não linear. A imagem permite verificar a distorção harmônica presente na tensão de saída que é gerada pela carga, onde desempenha de forma estável o controle da tensão, porém o nível de 15% de DHT de tensão não cumpre com os quesitos estabelecidos em norma.

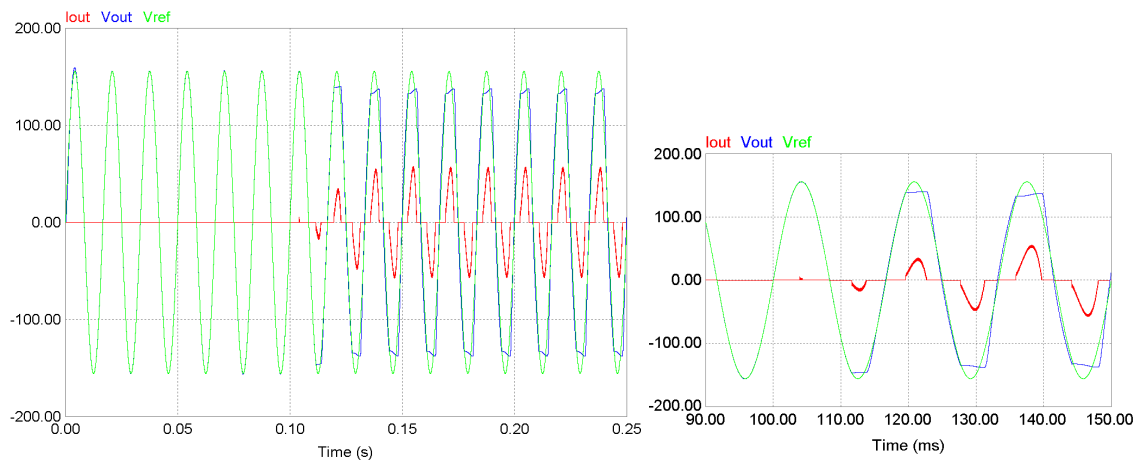


Figura 4.5 – Formas de onda simuladas de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro de saída da UPS e a referência para o acionamento de carga não linear, com compensador de frequência fundamental.

Seguindo a linha de simulações que foi realizada o compensador do terceiro harmônico da Figura 4.6 foi acrescentado ao controlador, onde o resultado é apresentado na Figura 4.7, para carga linear.

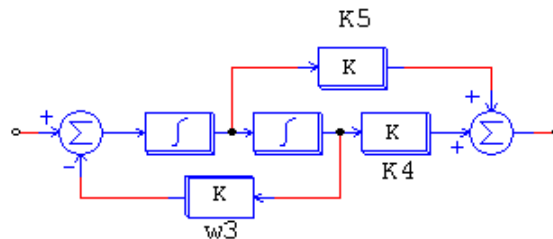


Figura 4.6 – Circuito de controle da componente de terceiro harmônico usado na simulação.

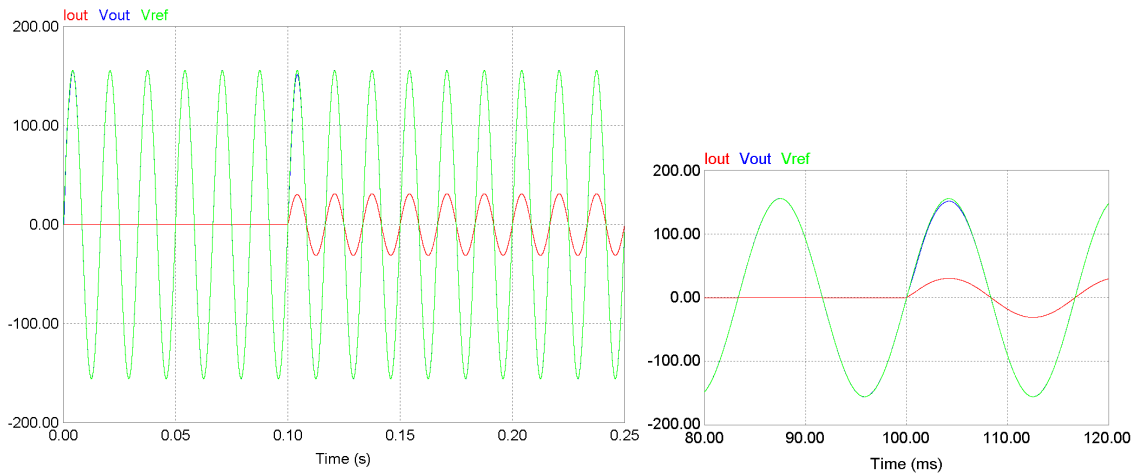


Figura 4. 7 – Formas de onda simuladas de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro de saída da UPS e a referencia para o acionamento de carga linear, com compensador de frequência fundamental e 3º harmônico.

Com o acréscimo do compensador do terceiro harmônico é verificado que o desempenho, quando é acionada uma carga não linear, não se altera visivelmente como mostra a Figura 4.8, numa análise posterior é verificado que apenas o DHT é reduzido para o nível de 11,7% em relação a fundamental.

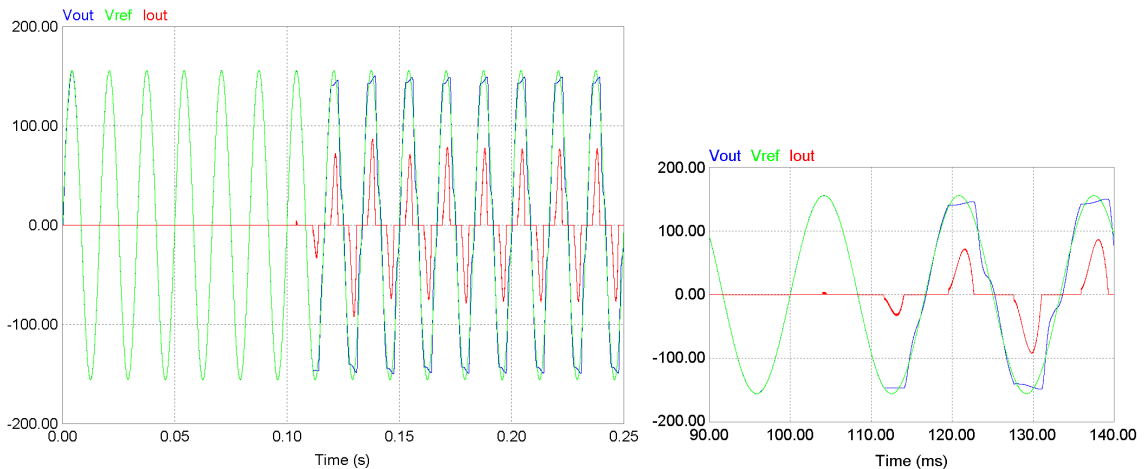


Figura 4. 8 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga não linear com controle da fundamental acrescido o compensador do terceiro harmônico, em regime e o transitório.

Assim, a redução do DHT se deve ao acréscimo gradativo dos compensadores de frequências harmônicas ímpares, verificados na comparação com a norma, realiza no final deste capítulo.

Contudo, o controlador completo passa a ter 5 compensadores ressonantes, são eles o da Fundamental, 3º, 5º, 7º e 9º harmônicos que estão representados na Figura 4.2. Os ganhos gerados pelas *LMIs* são apresentados na Tabela 4.1 e Tabela 4. e foram utilizados exclusivamente

para o controlador com 5 compensadores harmônicos no modo contínuo. Desta forma o resultado de simulação de tensão e corrente de saídas para carga linear está representado na Figura 4.9, onde há um transitório de meio ciclo no acionamento de carga linear.

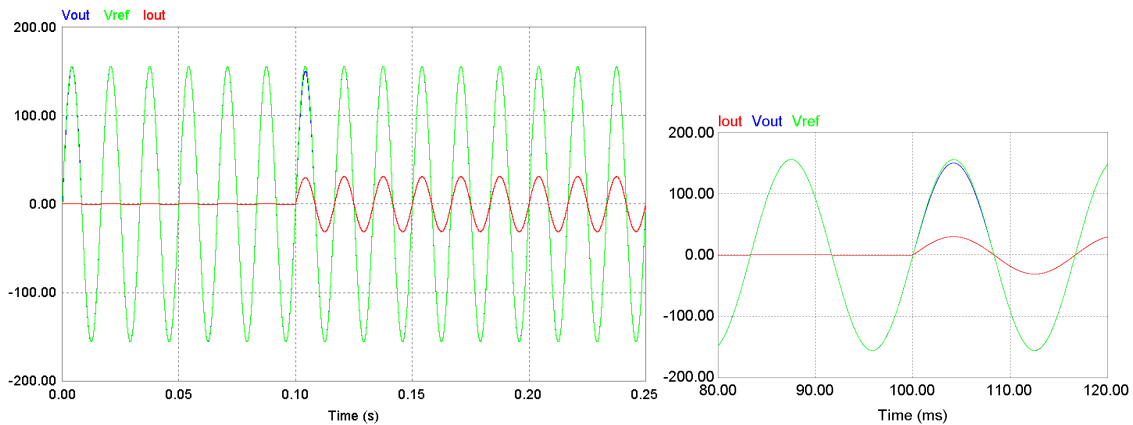


Figura 4. 9 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga linear com controle completo, em regime e o transitório.

A Figura 4.10 apresenta a forma de onda de tensão no capacitor e corrente no indutor do filtro de saída da *UPS* em simulação com carga não linear, onde pode ser constatada a estabilidade e o desempenho transitório dos mesmos.

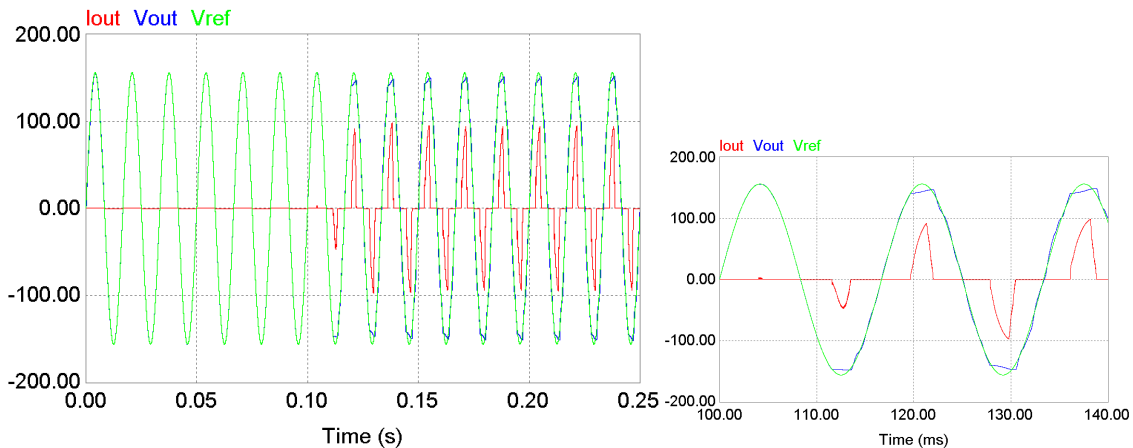


Figura 4. 10 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga linear com compensadores Fundamenta, 3°, 5°, 7° e 9°, em regime e o transitório.

Os resultados de simulação para os ganhos do domínio contínuo serviram para elucidar e mostrar que o *UPS* funciona adequadamente com o controle de tensão e a compensação de harmônicos de cargas não lineares.

Por fim e dando seqüência a metodologia de testes, foram desenvolvidos ganhos discretos que serão utilizados na plataforma de testes reais do controle do *UPS*, e que são detalhadamente

explicados neste capítulo. A Figura 4.11 mostra o esquema do circuito que foi simulado com o controlador discreto.

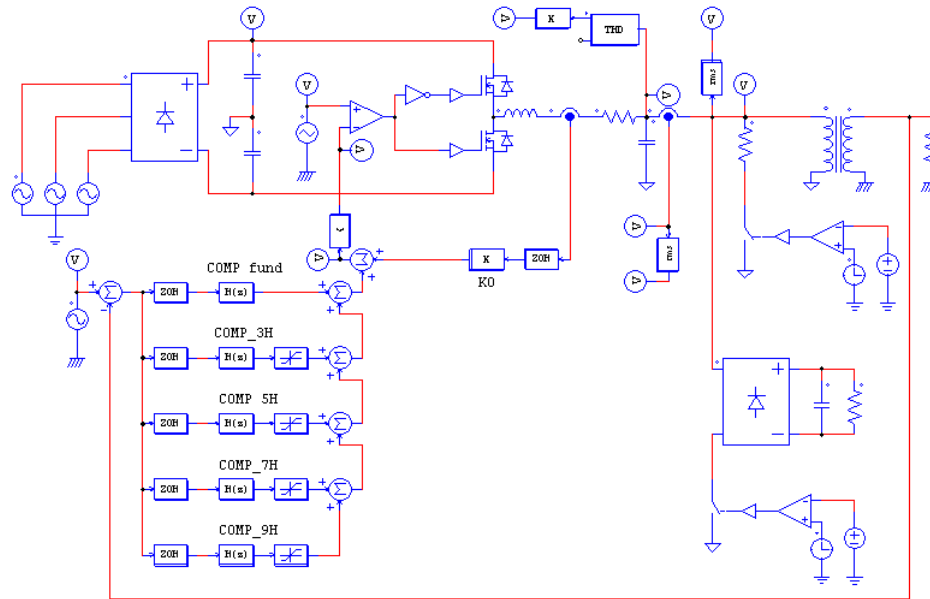


Figura 4. 11 – Esquema elétrico e de controle da simulação discreta no PSIM.

No sinal da entrada dos compensadores, conhecido como erro, está o conteúdo harmônico gerado pela carga, este conteúdo harmônico é amplificado seletivamente através dos ganhos dos compensadores. O fato dos ganhos serem diferentes para cada harmônico pode acarretar num sinal de controle muito alto e acabar saturando o comparador do *PWM*. Portanto é utilizado um limitador do sinal de saída de cada compensador, limitando o sinal de controle quando o erro for muito elevado e fazendo com que o valor deste sinal não ultrapasse a amplitude da portadora do *PWM*, com isso é assegurada a estabilidade do sistema quando houver variações muito bruscas no sinal do erro.

Estas variações bruscas do sinal de erro não ocorrem quando o *UPS* está ligado a uma carga linear, pois a carga linear não gera conteúdo harmônico e, portanto não sofre influencia dos compensadores de frequência diferentes da fundamental. A Figura 4.12 mostra a tensão entregue pela *UPS* à carga linear sem erro de regime e com um transitório de meio ciclo.

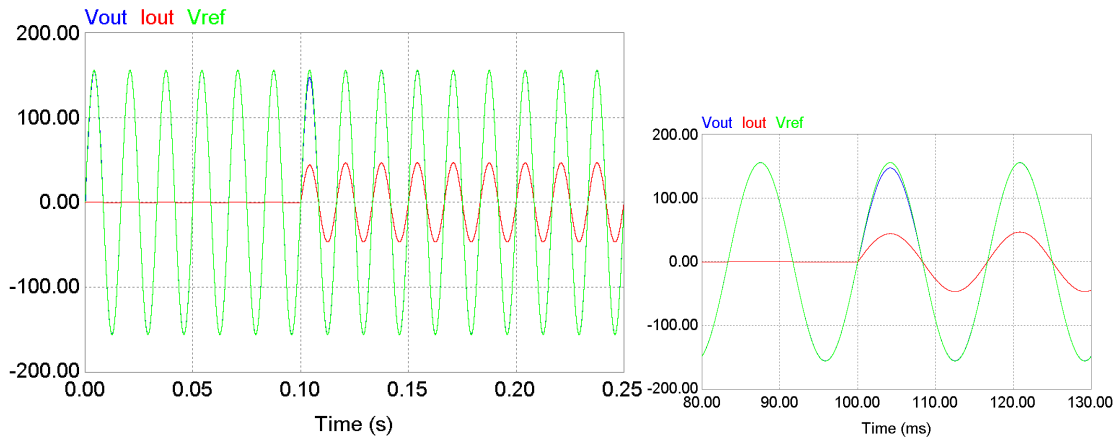


Figura 4. 12 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga linear com controle discreto, em regime e o transitório.

A última simulação realizada com o objetivo de validar os resultados práticos foi a da Figura 4.13 onde, em vermelho, está a corrente de saída, em azul a tensão de saída e em verde a tensão de referência. O erro em regime existente é devido aos harmônicos acima do nono múltiplo inteiro, por exemplo, o 11º harmônico e os superiores não são compensados pelo controlador ressonante.

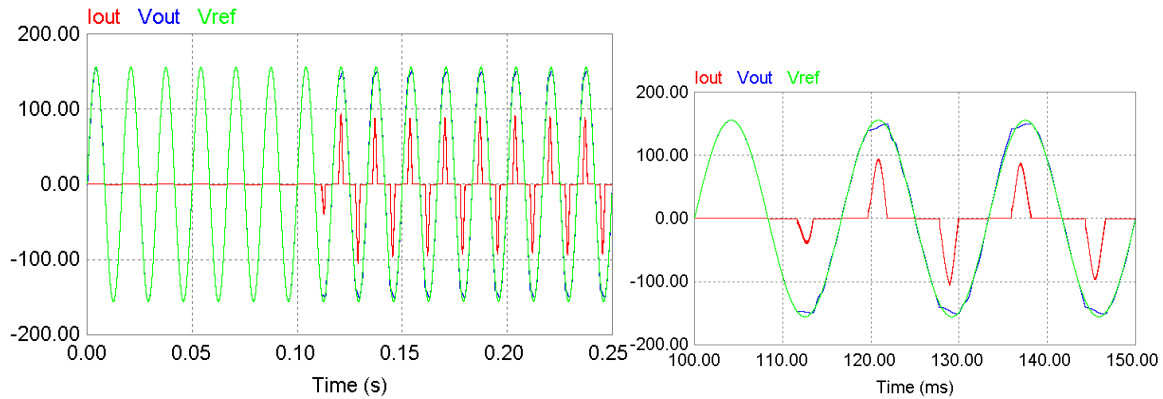


Figura 4. 13 – Resultado da tensão e corrente de saída e a referencia da simulação do acionamento de carga não linear com controle discreto, em regime e o transitório.

Apesar de existir distorção harmônica pelas componentes acima do 9º harmônico a DHT encontra-se dentro dos limites estabelecidos pela norma como mostra a Figura 4.14, onde se tem um valor de DHT = 3,9%.

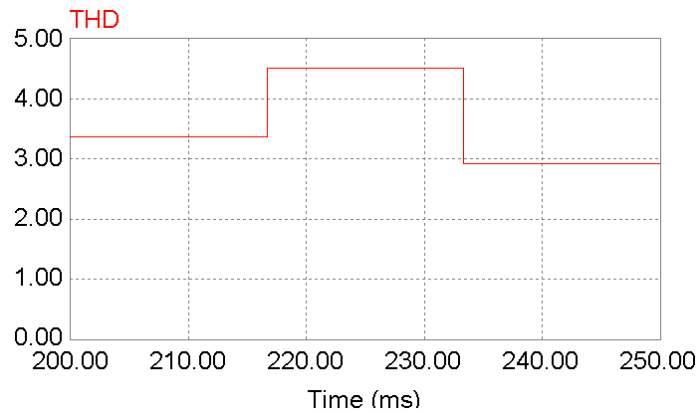


Figura 4. 14 – DHT da tensão com carga não linear com controle discreto.

4.5. Resultados Experimentais

A implementação prática dos ganhos do controlador ressonante em um *UPS* foi realizado com os ganhos discretizados determinados anteriormente e que serão utilizados na plataforma *MatLab Simulink*.

Para que a metodologia de projeto do compensador pudesse ser comprovada na prática, com suas características de dinâmica rápida e de rejeição de harmônicos, foi necessário utilizar a plataforma em tempo real *dSpace DS1104* da marca *DSPACE* mostrada na Figura 4.15, por ser capaz de digitalizar sinais de períodos com amostragem inferiores a $T=45\mu s$.



Figura 4. 15 – Placa de aquisição de dados *DSP DSPACE*.

A aplicação do hardware DS1104 para a implementação de tarefas em tempo real está vinculada à utilização dos softwares *Matlab* (incluindo o *Simulink*, com a biblioteca *Real-Time Workshop – RTW*) e os pacotes fornecidos pela *dSPACE*, que são os *Real-Time-Interface RTI* e o *Control Desk*.

Basicamente, existem duas maneiras de se criar uma aplicação em tempo real para ser implementada em um hardware da *dSPACE*: na primeira, utiliza-se a interface em tempo real (*RTI*) e na segunda o algoritmo é implementado na linguagem de programação C. Neste trabalho foi utilizado o ambiente de desenvolvimento de aplicação em tempo real (*RTI*).

A principal vantagem deste ambiente de desenvolvimento é a possibilidade de realizar uma prototipagem do controle de forma rápida, diminuindo o tempo entre a implementação com o diagrama de blocos e a sua execução no hardware *DSP* sem a necessidade de programação manual de código, pois neste ambiente de desenvolvimento o compilador gera o código C para ser carregado no hardware.

A estrutura básica do controle em ambiente *MatLab* apresentado na Figura 4.16, mostra a geração da referência senoidal (bloco verde), o controle ressonante (bloco amarelo) e a planta do sistema da *UPS* (bloco azul). A geração da referência é a simples multiplicação de um valor eficaz por raiz de dois e por uma senoide unitária.

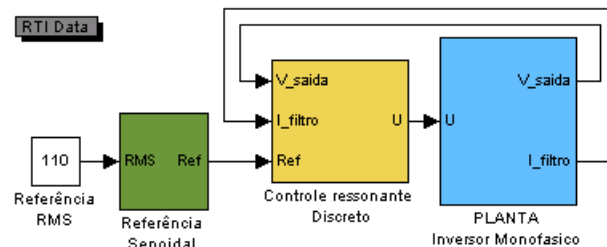


Figura 4. 16 - Diagrama de blocos do sistema implementado no MatLab em tempo real.

O bloco de controle ressonante discreto tem dois sub-blocos, o primeiro, mostrado na Figura 4.17 gera o sinal de controle discretizando, o sinal de erro de tensão e o sinal de corrente da saída do *UPS*. O sinal discretizado do erro de tensão é gerado dentro do compensador ressonante (bloco amarelo de Figura 4.16), o sinal de controle é obtido após a realimentação positiva da corrente e o ganho $K0$.

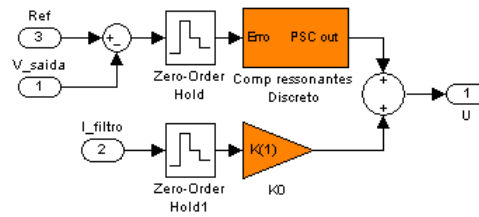


Figura 4. 17 - Sub-sistema do controlador.

O segundo sub-bloco é composto pelos compensadores ressonantes discretos (bloco laranja e quadrado da Figura 4.17), a Figura 4.18 apresenta estes compensadores que são responsáveis pela eliminação dos harmônicos ímpares até a 9ª ordem.

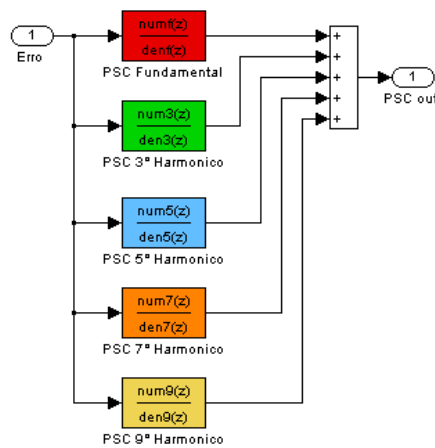


Figura 4. 18 - Controlador ressonante implementado no Real-Time.

O Sub-sistema da Planta da *UPS* (bloco azul da Figura 4.16) é visto na Figura 4.19 e possui os blocos de comunicação com a placa de aquisição de dados do *DSP*.

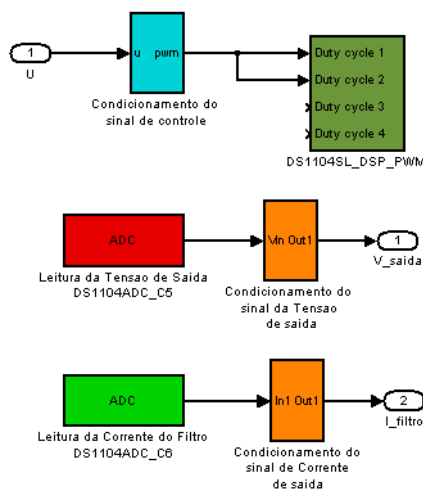


Figura 4. 19 - Sub-sistema da planta da *UPS* (comunicação com o DSP)

Os blocos de *ADC* (*Analogical Digital Conversion*) são as entradas dos sinais de tensão e corrente de saída da *UPS* que são configurados através da janela apresentada na Figura 4.20.

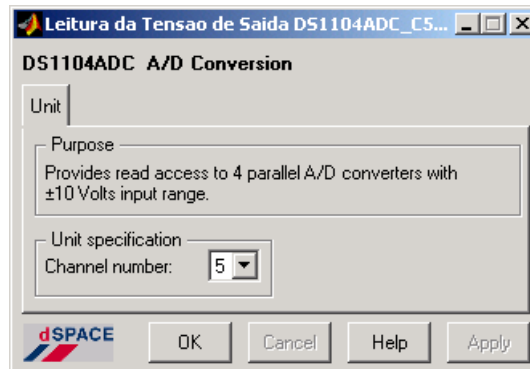


Figura 4. 20 - Configuração do ADC do DSP (comunicação com o DSP)

Já o bloco de comunicação que envia o sinal de *PWM* para o *driver* de controle do inversor está representado na Figura 4.19 pela cor verde escuro e é configurado através da janela apresentada na Figura 4.21.

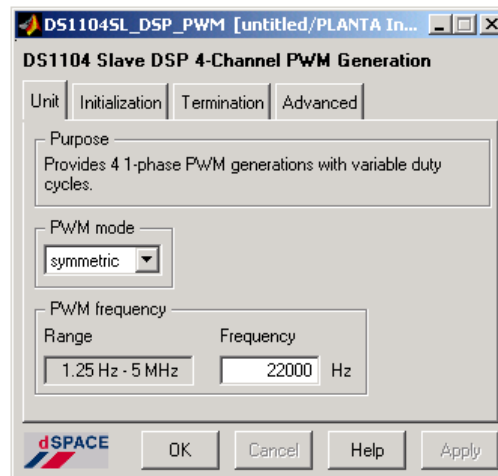


Figura 4. 21 - Configuração do gerador de PWM (comunicação com o DSP)

Os sinais de realimentação de tensão e corrente são obtidos através de sensor de efeito *Hall* para a corrente e de transformador de sinal para a tensão.

A estrutura da *UPS* pode ser vista na Figura 4.22, composta por um retificador trifásico que alimenta o *link CC*, onde seis capacitores compõem duas capacitâncias simétricas de 6600 μ F para garantir estabilidade até 530Vcc. A meia-ponte de *IGBTs* da *Semikron* com capacidade de 1200V e 400A é controlada por *driver* da própria *Semikron* que recebe o sinal de PWM do *dSpace DS1104* através do *Simulink* que está em comunicação contínua e em tempo real. O Filtro

de saída é composto por indutor em série e capacitor em paralelo e é neste ponto que é extraída a tensão saída.



Figura 4. 22 – Estrutura da *UPS*

A análise dos resultados consiste, basicamente, em verificar a distorção harmônica total e individual da tensão de saída e compará-las aos níveis máximos estabelecidos na norma IEC-62040. Os resultados de percentual de distorção harmônica foram extraídos com o auxílio do medidor de qualidade de energia *FLUKE 43B* e as formas de onda com o auxílio do osciloscópio *Tektronics TDS 2014*.

4.6. Análise do Ensaio de Desempenho da DHT

Pelas imagens a seguir é realizada a análise do desempenho do controlador ressonante, seguindo a metodologia de ensaio feita em simulação. O ensaio é realizado passo a passo à medida que vão sendo adicionados os compensadores ressonantes ao controlador, começando com o compensador de frequência fundamental para, então, finalizar com a soma dos 5 compensadores sintonizados nas frequências: Fundamental, 3°, 5°, 7° e 9° harmônicos.

A Figura 4.23 mostra o DHT da tensão no capacitor do filtro de saída da *UPS* e as formas de onda de tensão no capacitor e corrente do indutor do filtro de saída da *UPS* para o controle ressonante com apenas o compensador de frequência fundamental.

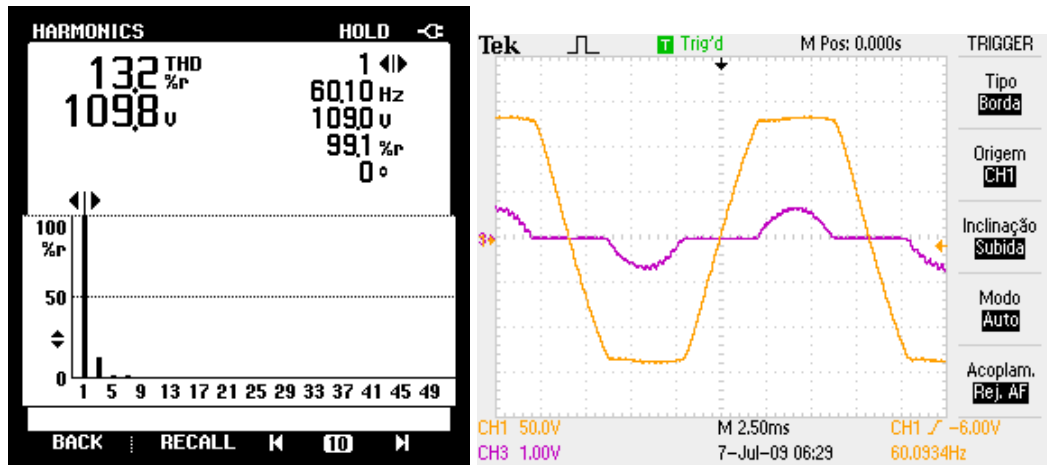


Figura 4. 23 – Espectro harmônico e forma de onda com o compensador de frequência fundamental.

O que pode ser analisado na Figura 4.24 é a redução do nível de DHT presente na tensão de saída do inversor da *UPS* e a eliminação da componente de 3º harmônico após ter incorporado o compensado equivalente.

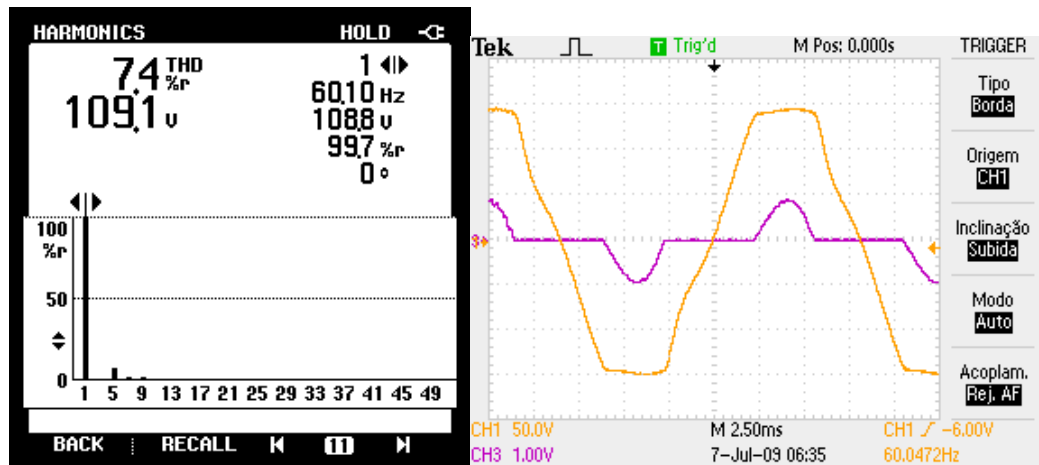


Figura 4. 24 – Espectro harmônico e forma de onda dos compensadores de frequência fundamental e 3º harmônico.

Com o controle composto de compensador de frequência fundamental, 3º e 5º harmônicos o resultado da tensão de saída do inversor é analisado na Figura 4.25, onde se constata a eliminação da componente de 5º harmônico.

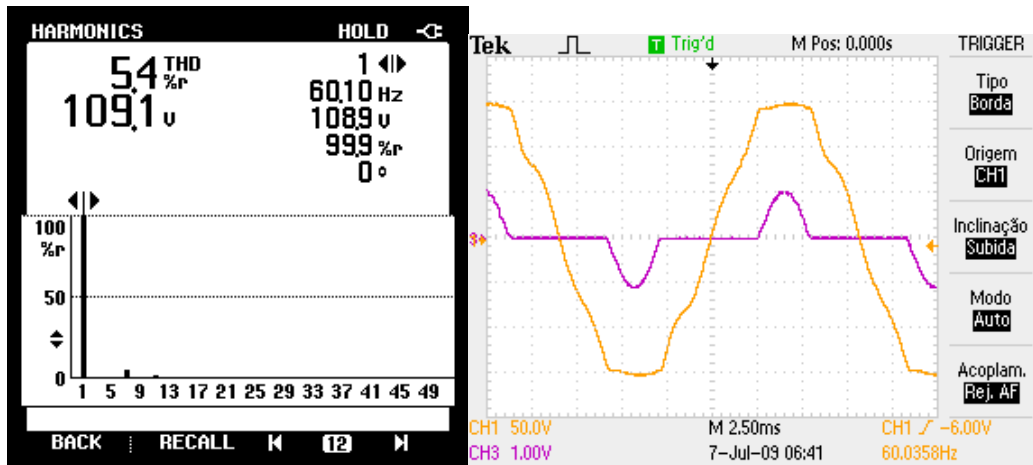


Figura 4. 25 – Espectro harmônico e forma de onda com os compensadores de frequência fundamental, 3° e 5° harmônicos.

Ao passo em que são adicionados os compensadores ressonantes as respectivas frequências vão sendo eliminadas. Na Figura 4.26 o compensador para o 7° harmônico foi acrescido ao controlador e assim a componente foi eliminada na tensão de saída da *UPS* como mostra a figura.

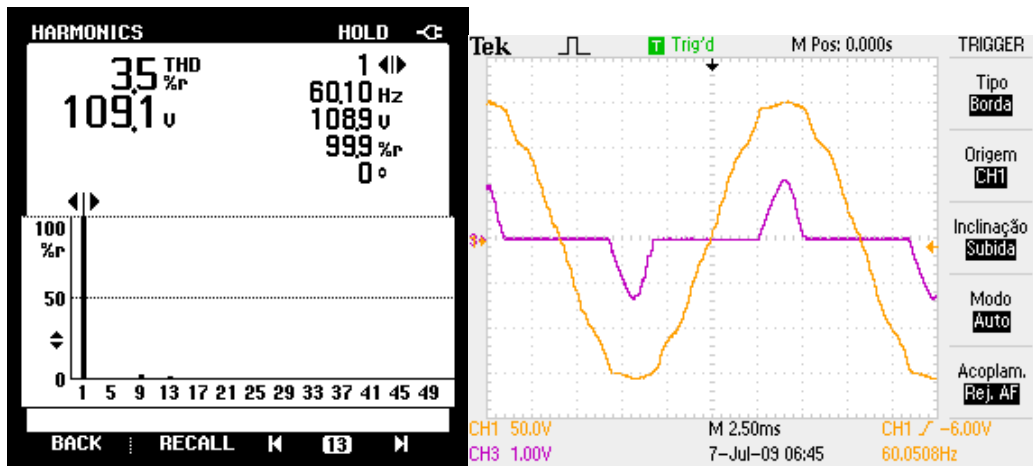


Figura 4. 26 - Espectro harmônico e forma de onda com os compensadores de frequência fundamental, 3°, 5° e 7° harmônicos.

Observando a Figura 4.26, que mostra um DHT=3,5%, seria possível concluir que o controle estaria suficiente para atender os níveis estabelecidos em norma. Entretanto observando cuidadosamente a barra do 9° harmônico da Figura 4.26 constata-se um pequeno, mas, significativo nível desta componente harmônica na tensão de saída da *UPS*. Este nível de 9° harmônico, como é visto a seguir na Figura 4.36, está fora do nível individual para este múltiplo de 60Hz e portanto tem de ser eliminado.

A eliminação do 9º harmônico é o próximo passo do ensaio e pode ser constatada na Figura 4.27 que é resultado da tensão de saída com o acréscimo do compensador desta frequência.

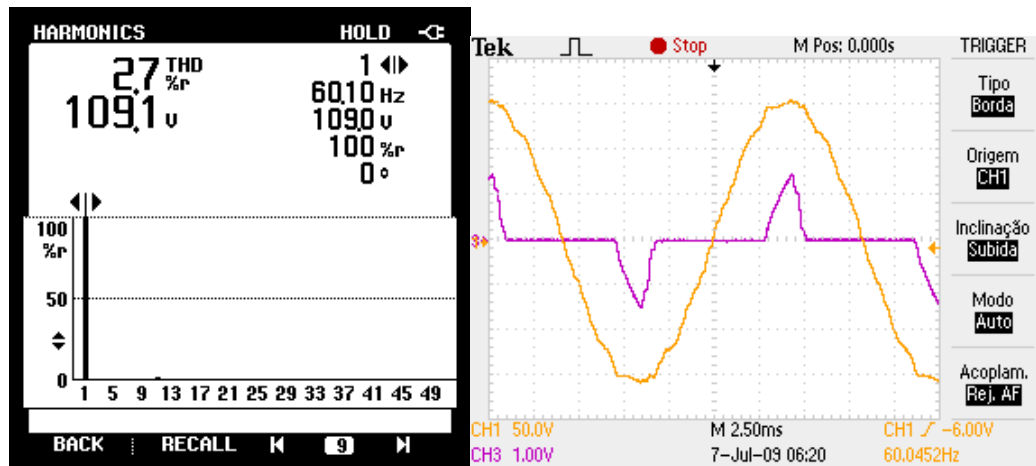


Figura 4. 27 - Espectro harmônico e forma de onda com os compensadores de frequência fundamental, 3º, 5º, 7º e 9º harmônicos.

4.7. Análise do Ensaio de Desempenho Transitório

A análise deste ensaio é realizada com o objetivo de certificar, através da comparação com a norma IEC 62040-3, o desempenho transitório do sistema quando aplicado o controlador ressonante.

A imagem da Figura 4.28 mostra as formas de onda de tensão do capacitor (amarelo) e corrente no indutor (roxo) do filtro de saída do inversor, onde é verificado a estabilidade e o transitório de pouco menos de um ciclo da rede elétrica quando aplicado um degrau aditivo de carga linear.

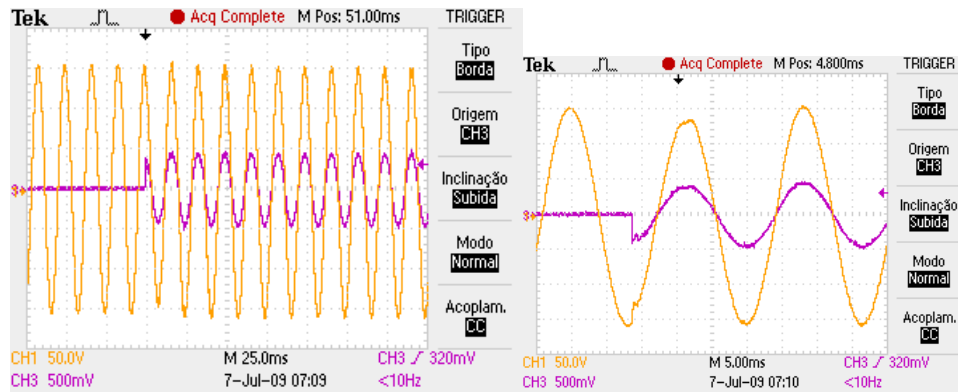


Figura 4. 28 – Degrau aditivo de carga.

A imagem da Figura 4.29 mostra as formas de onda de tensão do capacitor (amarelo) e corrente no indutor (roxo) do filtro de saída do inversor, onde pode ser verificado a estabilidade e o transitório de pouco mais de um ciclo e meio da rede elétrica quando aplicado um degrau subtrativo de carga linear.

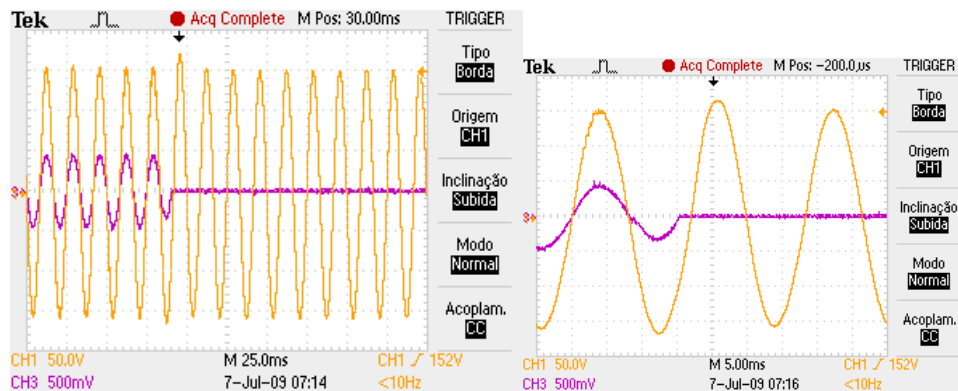


Figura 4. 29 – Degrau subtrativo de carga.

A Figura 4.30 mostra a duração do transitório da tensão no capacitor do filtro de saída da UPS, em comparação com o perfil 1 da norma IEC – 62040-3. A linha vermelha representa o desvio percentual transitório de tensão quando o sistema é submetido ao degrau subtrativo de carga e a linha verde representa o transitório de tensão quando o sistema é submetido ao degrau aditivo de carga.

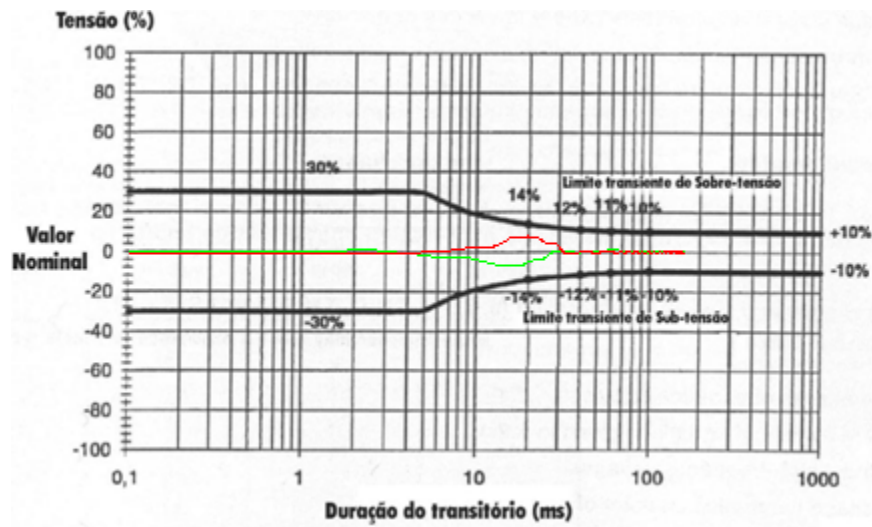


Figura 4. 30 – Perfil 1 de tolerância do transiente de tensão da *UPS* Norma IEC – 62040-3

A Figura 4.31 mostra a duração do transiente da tensão no capacitor do filtro de saída da *UPS*, em comparação com o perfil 2 da norma IEC – 62040-3. A linha vermelha representa o desvio percentual transiente de tensão quando o sistema é submetido ao degrau subtrativo de carga e a linha verde representa o transiente de tensão quando o sistema é submetido ao degrau aditivo de carga.

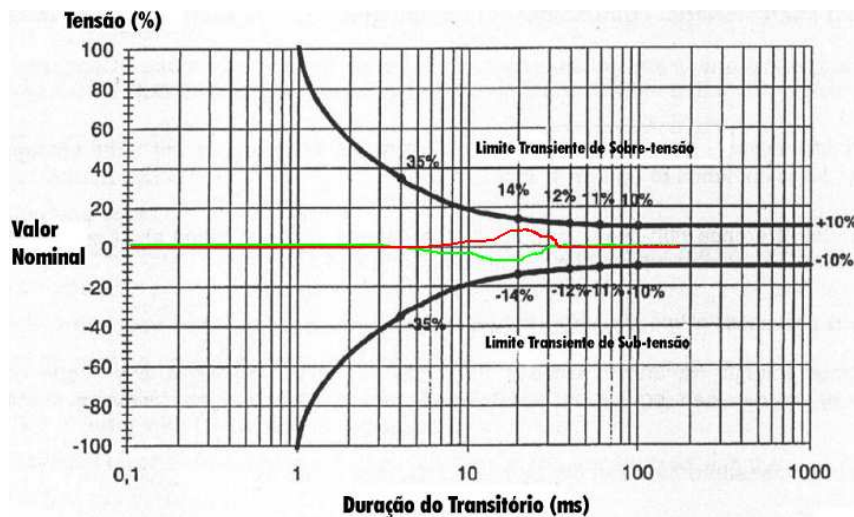


Figura 4. 31 – Perfil 2 de tolerância do transiente de tensão da *UPS* Norma IEC – 62040-3

A Figura 4.32 mostra a duração do transiente da tensão no capacitor do filtro de saída do *UPS*, em comparação com o perfil 3 da norma IEC – 62040-3. A linha vermelha representa o desvio percentual transiente de tensão quando o sistema é submetido ao degrau subtrativo de

carga e a linha verde representa o transitório de tensão quando o sistema é submetido ao degrau aditivo de carga.

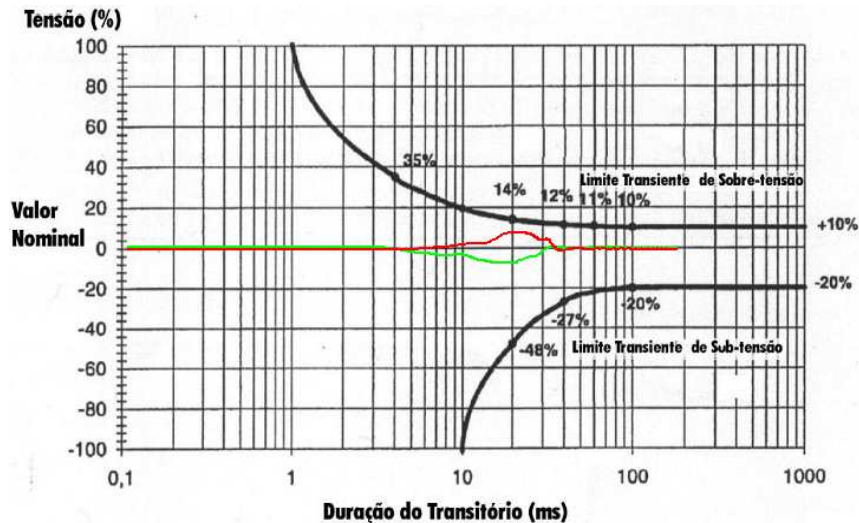


Figura 4. 32 – Perfil 3 de tolerância do transiente de tensão da UPS Norma IEC – 62040-3

4.8. Análise do Ensaio de Desempenho DHT.

Com o objetivo de simplificar e esclarecer os resultados de desempenho da compensação de harmônicos, uma comparação foi realizada entre os resultados de desempenho de DHT e a norma IEC – 62040 que é exposta em tabelas e gráficos gerados no programa *Exel* a partir dos resultados medidos com o medidor de harmônicos *FLUKE 43B*.

Os gráficos comparativos fazem parte da bateria de testes realizados para avaliar o desempenho do controlador quando é acrescido a este mais um compensador ressonante, e assim avaliar quantos compensadores serão necessários para enquadrar os níveis individuais e de DHT da tensão de saída da UPS, dentro dos níveis estabelecidos em norma.

A Tabela 4.4 mostra os níveis, estabelecidos na norma IEC – 62040, para o máximo de tolerância por harmônico presente na tensão de saída da UPS, estes valores estão presentes nos gráficos comparativos de cada teste.

IEC-62040	
Ordem do harmônico	% de tensão do harmônico
3	5,0
5	6,0
7	5,0
9	1,5
11	3,5
13	3,0
15	0,3
17	2,0

Tabela 4. 4– Níveis de tolerância individual por harmônico da tensão de saída da *UPS*.

O resultado do controle com apenas um compensador ressonante está apresentado na Figura 4.33 e mostra que o terceiro harmônico exerce maior influência na DHT da tensão de saída do inversor.

Fundamental	
Ordem do harmônico	% de tensão do harmônico
3	12,8
5	2,1
7	2,0
9	0,4
11	0,7
13	0,1
15	0,3
17	0,0

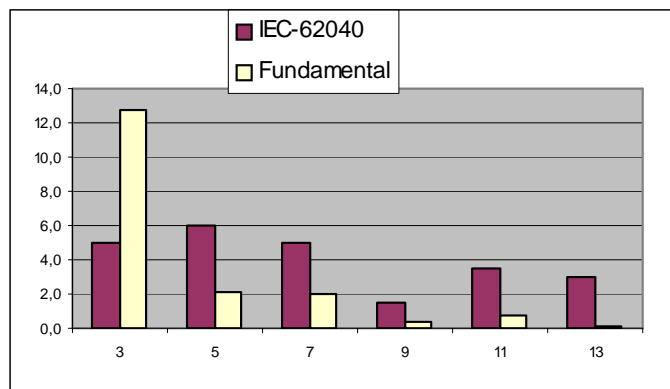


Figura 4. 33 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do *UPS* com compensador para a fundamental.

O próximo teste é realizado com o acréscimo do compensador para o terceiro harmônico, onde pode ser constatado a redução do mesmo. Porém há um aumento do nível de quinto harmônico em relação ao controle sem o compensador do terceiro harmônico, que pode ser constatado na comparação entre a Figura 4.30 e Figura 4.34.

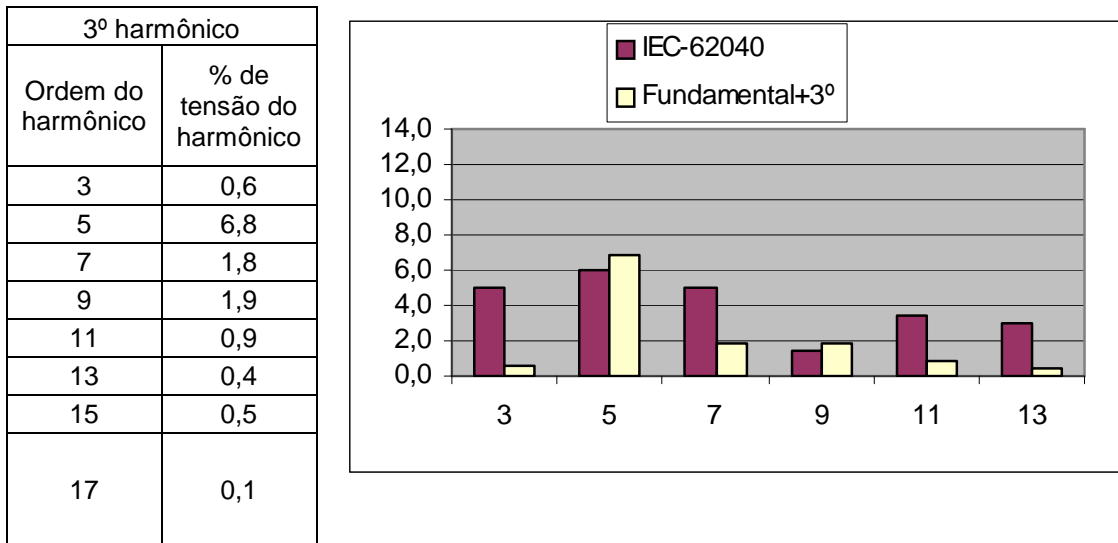


Figura 4. 34 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do *UPS* com compensadores para a fundamental e terceiro harmônico.

Na Figura 4.35 observa-se que, com os compensadores ressonantes sintonizados nas frequências fundamental, terceiro e quinto harmônicos, os níveis individuais de distorção harmônica estão dentro das faixas estabelecidas pela IEC – 62040, porém, como foi verificado na Figura 4.25 o DHT está em 5,4% e fora do estabelecido por esta norma.

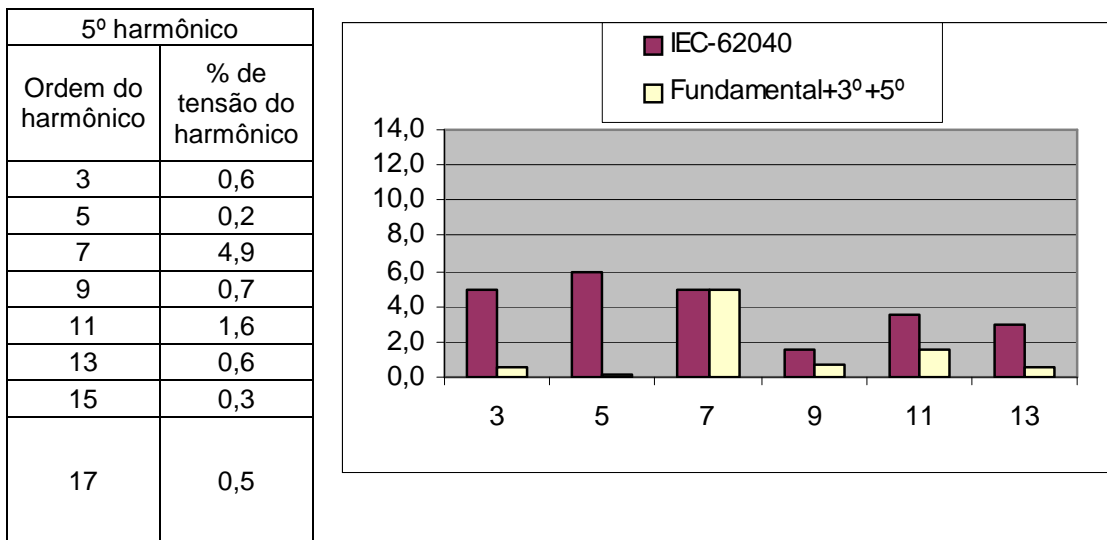


Figura 4. 35 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do *UPS* com compensadores para a fundamental, terceiro e quinto harmônicos.

O resultado comparativo da tensão de saída da *UPS* com o controlador composto pelos compensadores ressonantes da fundamental, terceiro, quinto e sétimo harmônicos vistos na

Figura 4.36, tem o DHT reduzido ao nível de 3,5%, como mostrado na Figura 4.26, mas a componente individual do nono harmônico não esta dentro do estabelecido pela norma.

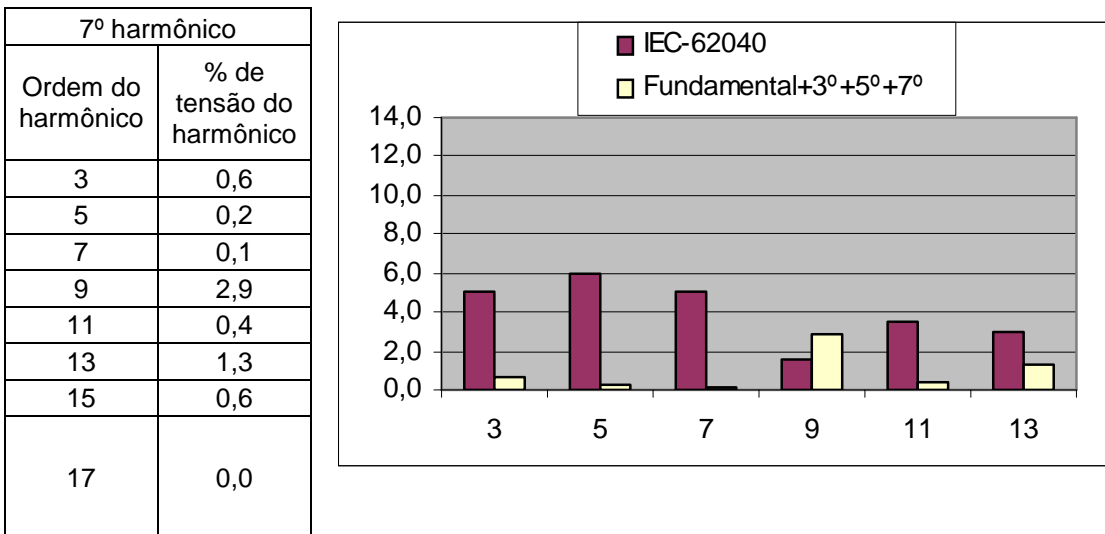


Figura 4. 36 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do *UPS* com compensadores para a fundamental, terceiro, quinto e sétimo harmônicos.

Contudo com o acréscimo do compensador ressonante do 9º harmônico se obteve níveis individuais de harmônicos dentro do estabelecido na norma e o DHT=2,7% (Figura 4.27), tornando a composição do controlador com fundamental, 3º, 5º, 7º, e 9º harmônicos satisfatória para o comprimento da exigências de distorção harmônica estabelecidas na IEC – 62040, como mostra a Figura 4.37.

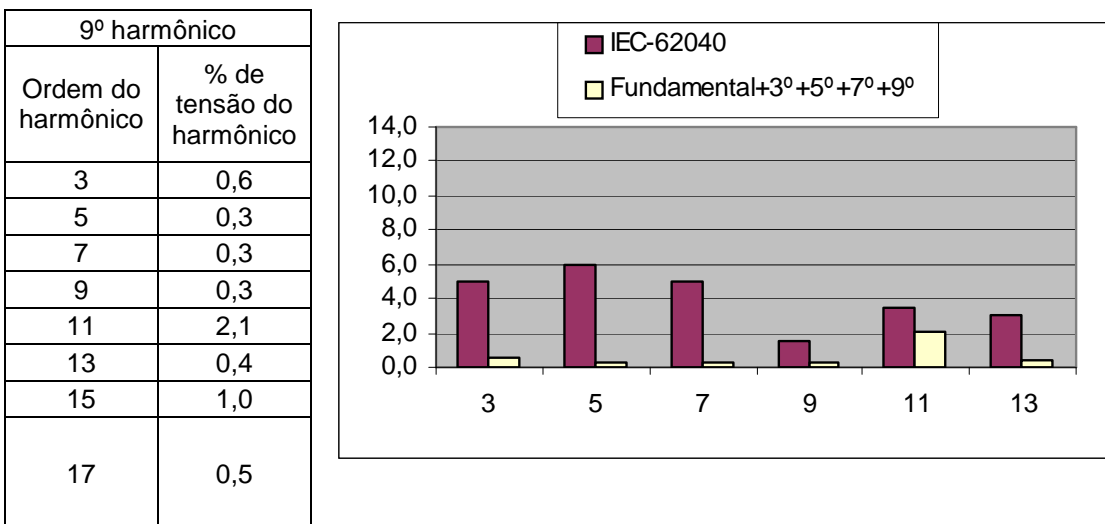


Figura 4. 37 - Comparativo entre a norma e a tensão de saída do *UPS* com compensadores para a fundamental, terceiro, quinto, sétimo e nono harmônicos.

4.9. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados o dimensionamento de carga não linear, o equacionamento para determinação dos ganhos discretizados utilizados no ensaio real em laboratório, resultados experimentais realizados a partir dos ensaios com os ganhos discretizados e na *UPS* real de 5kVA e a comparação com a norma dos resultados transitórios e dos resultados das componentes de distorção harmônica da tensão da saída do filtro da *UPS*.

Com base nos resultados apresentados neste capítulo foi possível concluir que os resultados experimentais validam a simulação realizada tanto no domínio discreto quanto no domínio contínuo, por apresentarem valores similares. A discretização dos ganhos do controlador é uma etapa primordial para a realização dos testes em laboratório e também foi validada através das simulações discreta e contínua. Os resultados estão fidedignos com a norma IEC – 62040-3 e podem credenciar o controle em nível comercial.

No capítulo 5 será apresentado a conclusão desta dissertação com o resumo dos resultados, comentários positivos e negativos, problemas enfrentados na implementação e possíveis soluções futuras.

5. Conclusão

Os sistemas *UPS* estão sendo utilizados nas mais diversas aplicações e, portanto, a preocupação com a sua confiabilidade cresce na medida em que as correntes solicitadas dos sistemas *UPS* tem um caráter não linear. O estudo desenvolvido nesta dissertação converge na busca de novas técnicas de controle capazes de garantir a estabilidade e desempenho para diferentes tipos de cargas. Em particular, especial atenção foi dedicada ao compromisso entre resposta dinâmica e a capacidade do sistema de controle em rejeitar componentes harmônicas na tensão fornecida pelo sistema *UPS*.

O problema de cancelamento de harmônicos e atenuação de distúrbios na tensão de saída do inversor de potência presente em um sistema *UPS* é causado por cargas não-lineares as quais são cada vez mais utilizadas. Existem várias propostas na literatura especializada que em geral não consideram uma argumentação científica na determinação dos parâmetros do controlador o que inviabiliza uma generalização do método. Para solucionar este desafio foi proposto um controlador com múltiplos compensadores ressonantes com ganhos ajustados através da teoria de controle robusto aplicada a estabilidade e desempenho a distúrbios para sistemas onde admite-se variação paramétrica (neste caso, a carga exigida da UPS que pode variar entre os regimes de operação a vazio e nominal).

Em particular, utilizaram-se critérios de estabilidade e desempenho baseados na teoria de Lyapunov. As condições obtidas foram descritas utilizando a formulação por desigualdades matriciais lineares (ou LMIs), onde foi possível estabelecer critérios de projeto para a determinação dos ganhos dos múltiplos compensadores ressonantes através da minimização da norma H_∞ e da alocação de pólos de maneira a garantir um bom desempenho dinâmico e uma rejeição de harmônicos.

Na comparação com outras técnicas de controle, o controlador com múltiplos compensadores ressonantes na forma $\omega_i/(s^2 + \omega_i^2)$ apresenta vantagens em relação ao desempenho dinâmico e em regime permanente frente a variações de carga. No entanto, os compensadores ressonantes podem apresentar uma baixa robustez quando é admitida uma variação na frequência do sinal de referência, pois cada compensador ressonante apresenta uma largura da faixa de variação de frequências muito pequena. Outro ponto relevante observado nos resultados de

simulação é o elevado valor do sinal de controle o que levou (principalmente na simulação do controlador em tempo contínuo) a saturação da entrada do PWM. Para contornar este problema, inclui-se uma limitação na excursão do sinal de controle dos compensadores referentes às harmônicas mais elevadas. Mas, ressalta-se que este problema não foi fortemente percebido após a discretização dos múltiplos compensadores visando uma implementação digital do controlador proposto. Portanto, na prática, não foi necessário a implementação desses limitadores. Apesar disso, este é um ponto ainda em aberto e que necessita um melhor estudo sobre os efeitos e formas de contornar a saturação do controlador. Também é importante salientar que os 5 compensadores ressonantes presentes no controlador proposto acarretaram em matrizes da ordem 10×10 , tornando mais sensível a solução numérica das condições na forma LMI devido ao elevado custo computacional.

Os resultados experimentais mostraram que o desempenho atende às exigências da norma IEC-62040-3, que estabelece critérios para o ensaio em relação ao desempenho da UPS em regime transitório e permanente, comprovando a eficácia da técnica proposta no controle de sistemas UPS.

5.1. Trabalhos Futuros

Como discutido na seção anterior, existem alguns pontos em aberto nesta dissertação que devem ser estudados em uma possível extensão desses resultados. Dentre os quais destacam-se:

- Avaliar a saturação do sinal de controle – A solução utilizada é pouco formal e tende a degradar o desempenho do sistema. Desta forma, torna-se importante verificar possíveis soluções. Como, por exemplo, incluir restrições no projeto do controlador de maneira a evitar a saturação. Outra possível solução seria utilizar compensadores do tipo *Anti Windup* em paralelo aos ressonantes para evitar a saturação do sinal de controle.
- Avaliar o impacto de pequenas variações na frequência do sinal de referência no desempenho global do sistema. Caso seja detectado uma severa degradação no desempenho, deve-se incluir termos de amortecimento nos compensadores ressonantes para aumentar a largura de banda. Em outras palavras, considerar

estruturas na forma $\omega_i/(s^2+2\zeta_i\omega_i s+\omega_i^2)$, onde parâmetros ζ_i regulam a largura de banda dos diversos compensadores ressonante. No entanto, tal procedimento leva a uma perda da capacidade de rejeição de harmônicos pois ocorre uma diminuição do ganho do compensador nas frequências fundamental e harmônicas.

Outro ponto relevante é a utilização da estrutura de controle proposta em outras aplicações, como, por exemplo, em filtros ativos e em conversores de potência trifásicos utilizados em sistemas de geração distribuída.

Referências

- [1] “IEEE Recommended Practice for the Application and Testing of Uninterruptible Power Supplies for Power Generating Stations,” ANSI/IEEE Std 944-1986, 1986.
- [2] "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," IEEE Std 519-1992, 12 Apr 1993.
- [3] “Uninterruptible Power Systems (UPS) – Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements,” CEI/IEC 62040-3, 2004.
- [4] L. Michels, H.A. Gründlig and M. Stefanello, “Controle Repetitivo Modificado para UPS com Interruptor de Bypass Automático,” *Revista Controle e Automação*, vol. 20, n.3, pp. 394-404, 2009.
- [5] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez and F. Blaabjerg, “Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 654-664, 2009.
- [6] G. Willmann, D.F. Coutinho, L.F.A. Pereira and F.B. Libano, “Multiple-Loop H-Infinity Control Design for Uninterruptible Power Supplies,” *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1-12, 2007.
- [7] C. Rech and J. R. Pinheiro "Analysis and design of a predictive PID controller for PWM inverters with nonlinear cyclic loads", in *Proc. IEEE Industry Applications Conference*, 2000, v. 1, pp. 286-291.
- [8] V.I. Utkin, “Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives,” *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, 1993.

- [9] S.L. Jung and Y.Y. Tzou, "Discrete Sliding-Mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 4, pp. 567-577, 1996.
- [10] A.H. Besheer, H.M. Emara and M.M. Abdel-Aziz, "Wind Energy Conversion System Regulation via LMI Fuzzy Pole Cluster Approach", *Electric Power Systems Research*, vol. 79, n. 4, pp. 531-538, 2009.
- [11] S.-J. Park, F.-S. Kang, M.H. Lee, and C.-U. Kim, "A New Single-Phase Five-Level PWM Inverter Employing a Deadbeat Control Scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n. 3, pp. 831-843, 2003.
- [12] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez and F. Blaabjerg, "Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n. 3, pp. 654-664, 2009.
- [13] C. Rech, H. Pinheiro, H.A. Gründling, H.L. Hey and J.R. Pinheiro, "Comparison of Digital Control Techniques with Repetitive Integral Action for Low Cost PWM Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n. 1, pp. 401-410, 2003.
- [14] G. Escobar, A.A. Valdez, J.L. Ramos and P. Mattavelli, "Repetitive-Based Controller for a UPS Inverter to Compensate Unbalance and Harmonic Distortion," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 54, n. 1, pp. 504-510, 2007.
- [15] Y.Y. Tzou, S.L. Jung and H.C. Yeh, "Adaptive Repetitive Control of PWM Inverters for Very Low THD AC-Voltage Regulation with Unknown Loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, n. 5, pp. 973-981, 1999.
- [16] S. Fukuda and T. Yoda, "A Novel Current Tracking Method for Active Filters Based on A Sinusoidal Internal Model". *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 888-895, 2001.

- [17] S. Fukuda and R. Imamura, "Application of a Sinusoidal Internal Model to Current Control of Three-Phase Utility-Interface Converters," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 52, n. 2, pp. 420-426, 2005.
- [18] M. Liserre, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter System With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n. 3, pp. 836-841, 2006.
- [19] H. Tão, J. L. Duarte and M. A. M. Hendrix, "Line-Interactive UPS Using a Full Cell as the Primary Source," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 55, n. 8, pp. 3012-3021, 2008.
- [20] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM, Philadelphia, 1994.
- [21] L. El Ghaoui and S.-I. Niculescu (Ed.). *Advances in Linear Matrix Inequality Methods in Control*, SIAM, Philadelphia, 2000.
- [22] M. Chilali, P. Gahinet, and P. Apkarian, "Robust Pole Placement in LMI Regions," *IEEE Trans. Automatic Contr.*, vol. 44, n. 12, pp. 2257-2270, 1999.
- [23] B.A. Francis and W.M. Wonham, "The internal model principle in control theory," *Automatica*, vol. 12, n. 4, pp. 457-465, 1976.
- [24] D.F. Coutinho, K.A. Barbosa e A. Trofino, "*Sistemas Multivariáveis: Uma Abordagem Via LMIs*". Notas de aula da disciplina de Controle Robusto – DAS – UFSC, 2002.
- [25] V. J. S. Leite, V. F. Montagner, P. J. de Oliveira, R. C. L. F. Oliveira, D. C. W. Ramos, and P. L. D. Peres, "Estabilidade robusta de sistemas lineares através de desigualdades matriciais lineares," *Revista Controle & Automação*, vol.15, n. 1, pp. 24-40, 2004.

- [26] K.A. Barbosa and A. Trofino. “Síntese H_∞ para sistemas com restrições algébricas no estado,” *Revista Controle e Automação*, vol.14, n. 3, pp. 254-261, 2003.
- [27] R. Murray, Z. Li, and S.S. Sastry. *A Mathematical Introduction to Robotic Manipulation*, CRC press, Boca Raton – FL, 1994.
- [28] J.-J.E. Slotine and W. Li. *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, New Jersey 1991.
- [29] P. M. DeRusso, R.J. Roy, C.M. Close and A.A. Desroches. *State Variables for Engineers*, John Wiley & Sons, New York, 2^a ed., 1998.
- [30] D.F. Coutinho, A.S. Bazanella, A. Trofino and A.S. Silva. “Stability analysis and control of a class of differential-algebraic nonlinear systems,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 14, n. 16, pp. 1301-1326, 2004.
- [31] M. Dahleh, M.A. Dahleh and George Verghese, “Internal (Lyapunov) Stability”, Lecture Notes for Dynamic Systems & Control (6.241), Chapter 13, DEECS – MIT, 2003.
http://ocw.mit.edu/NR/rdonlyres/Electrical-Engineering-and-Computer-Science/6-241Fall2003/A711DC1F-737A-4D37-84DA-99857A3B37FC/0/chapter_13.pdf
- [32] H.H. Khalil. *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 3^a ed., 2002.
- [33] G. Bonan, O. Mano, L. F. A. Pereira, D. F. Coutinho. “Robust Control Design of Multiple Resonant Controllers for Sinusoidal Tracking and Harmonic Rejection in Uninterruptible Power Supplies.” Aprovado em Março-2010 *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Julho-2010 Bari Itália.
- [34] I. Iwasaki, “Generalized quadratic Lyapunov function for nonlinear/uncertain systems analysis”. In Moheimani, S.O.R. (editor): *Perspective in Robust Control Design*, LNCIS - n. 268, Springer-Verlag, London, UK, 2001.

- [35] M. Chilali and P. Gahinet, “ H_∞ Design with Pole Placement Constraints: An LMI Approach”, *IEEE Trans. Automatic Contr.*, vol. 41, n. 3, pp. 358-367, 1996.
- [36] V. Leite and P. Peres. “An improved LMI condition for robust D-stability of uncertain polytopic systems,” *IEEE Trans. Automation. Contr.*, vol. 48, n. 3, pp. 500–504, 2003.
- [37] B. P. Lathi, *Linear Systems and Signals*, The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, July 1, 2004
- [38] G.E. Dullerud and F. Paganini. *A Course in Robust Control Theory: A Convex Approach*, Springer, Berlin, 1999.
- [39] K. Zhou. *Essentials of Robust Control*, Prentice Hall, 1998.
- [40] J.B. Burl. *Linear Optimal Control: H_2 and H_∞ Methods*, Addison-Wesley, 1999.
- [41] J.F. Sturm, “Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones”, *Optimization Methods and Software Special issue on Interior Point Methods.*, 11-12 625-653. (1999)
- [42] D. Henrion, J. B. Lasserre. “Convergent relaxations of polynomial matrix inequalities and static output feedback.” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 51, n. 2, pp. 192-202, 2006.
- [43] R.H Tutuncu, K.C. Toh, and M.J. Todd, “Solving semidefinite-quadratic-linear programs using SDPT3”, *Mathematical Programming Ser. B*, n. 95, pp. 189 – 217, 2003.
- [44] *The Math Works: LMI Control Toolbox, 2001.*
http://www.mathworks.com/.../toolbox/lmi/lmi_product_page.html

- [45] Pereira, L.F.A., Bonan, G., Thomaz, G., Coutinho, D.F., “*Robust Control Design for Sinusoidal Tracking in Uninterruptible Power Supplies*” 10th Brazilian Power Electronics Conference, (COBEP) Minas Gerais, Basil, 2009.