

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME BONAN

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

Porto Alegre
Março – 2010

GUILHERME BONAN

**PROJETO DE CONTROLADORES REPETITIVOS APLICADOS A
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
Março – 2010

GUILHERME BONAN

**PROJETO DE CONTROLADORES REPETITIVOS APLICADOS A
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 31 de Março de 2010.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Daniel Ferreira Coutinho – PUCRS

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira – UFRGS

Prof. Dr. Cassiano Rech – UFSM

Prof. Dr. Fernando Soares dos Reis – PUCRS

Dedico este trabalho para minha família e, em
especial, para minha filha Júlia.

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu orientador, Prof. Daniel Coutinho, pelo apoio ao longo deste trabalho, pela disponibilidade e presença, principalmente nos momentos de maior dificuldade. Também não poderia deixar de agradecer ao Prof. Luís Fernando Alves Pereira pelo seu empenho, dedicação e pela exigência na busca de resultados.

Aos colegas do GACS pela amizade e apoio ao longo dessa jornada. Em especial ao colega Eduardo Rath Rohr pelo apoio durante o curso e principalmente ao longo das disciplinas. Ao colega Otávio Mano pelo companheirismo e amizade. Aos demais companheiros de laboratório Edson de Araujo, Rodrigo Laux Tabbal, Micaela Castro, Ricardo Schaffer da Rosa e Leonardo Gasperin também segue o meu agradecimento.

Ao amigo Jeferson Vieira Flores, aluno de doutorado da UFRGS, e ao prof. João Manoel da UFRGS pela disponibilidade e auxílio no desenvolvimento desse trabalho, principalmente em relação a obtenção da formulação LMI para o projeto do controlador.

À CP Eletrônica S.A. por ter viabilizado a realização deste trabalho e também aos colegas da empresa pela compreensão e apoio ao longo das dificuldades enfrentadas.

Por fim aos demais colegas e professores da PUCRS que não foram aqui citados mas que, certamente, contribuíram para o andamento e conclusão desta dissertação.

Dificuldades e obstáculos são fontes valiosas de
saúde e força para qualquer sociedade.

Albert Einstein

Resumo

Este trabalho apresenta uma metodologia de projeto para Controladores Repetitivos aplicados a sistemas ininterruptos de energia sujeitos a grandes variações de carga. A estrutura do Controlador Repetitivo se baseia no princípio do modelo interno, pois, através da inclusão de um elemento de atraso temporal na malha de controle, incluem-se infinitos pólos no eixo imaginário em frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental. Desta forma, é possível seguir sinais senoidais e também rejeitar harmônicos em regime permanente. O objetivo principal desta dissertação é a obtenção de condições de projeto de uma realimentação de estados (da planta e do controlador) na forma de desigualdades matriciais lineares (*LMIs*). As condições de estabilização são baseadas em funcionais de Lyapunov-Krasovskii e inclui uma restrição para garantir uma taxa de decaimento exponencial do sinal erro com um mínimo esforço de controle. Os ganhos obtidos garantem a estabilidade do sistema para toda a faixa de variação de carga que é considerada como um parâmetro incerto com valores máximo e mínimo conhecidos. O Controlador Repetitivo é projetado no domínio contínuo utilizando duas realizações distintas. Em ambas as realizações são obtidas as representações por espaço de estados do sistema aumentado (incluindo estados da planta e do controlador) visando a síntese dos ganhos da realimentação de estados. Nas duas abordagens esses ganhos são obtidos através da formulação *LMI* a qual é determinada numericamente utilizando programas (*solvers*) disponíveis na literatura. Resultados experimentais são obtidos considerando um inversor de tensão CC-CA monofásico comercial o qual é submetido a cargas do tipo linear e não linear. O controlador contínuo, obtido numericamente, é discretizado e implementado em uma plataforma de tempo real baseada na placa de aquisição de dados *dSPACE*[®] DS1104 operando em conjunto com a plataforma *Matlab/Simulink*[®]. Os ensaios realizados em tempo real demonstram o bom comportamento dinâmico e estático do sistema de controle, demonstrando a sua capacidade de rejeitar distúrbios periódicos na carga.

Palavras-chave: Controlador Repetitivo, *LMI*, *UPS*, rejeição de harmônicos, seguimento de sinais de referência senoidal.

Abstract

This work presents a methodology to design Repetitive Controllers applied to uninterruptible power supplies subject to large load variations. The Repetitive Controller structure is based on the internal model principle, since infinite imaginary poles are included in the control loop by adding a time delay in a positive feedback loop for the frequencies which are integer multiple of the fundamental frequency component. In this way, a zero tracking error and harmonic rejection is obtained in steady state. The main objective of this Master's thesis is to devise design conditions of a state feedback control law in terms of linear matrix inequalities (*LMIs*). The stabilization conditions are based on Lyapunov-Krasovskii functionals and they include a constraint to ensure a given exponential decay rate of the error signal with the minimum control effort. The obtained state feedback gains guarantee the closed loop stability for all admissible load variation, where the load is modeled as an uncertain (time-varying) parameter with known limits. The controller is designed in continuous time domain considering two different control structures. For these two implementations, the state space representations of the augmented system (including plant and controller) are obtained aiming the state feedback synthesis which is numerically obtained via standard *LMI* solvers available in the control literature. Experimental results are obtained considering a single phase DC-AC inverter submitted to linear and nonlinear load variations. The continuous time controller, which is numerically obtained, is discretized and implemented in a real-time digital system based on a *dSPACE*[®] DS1104 acquisition board operating simultaneously to the real time toolbox of *Matlab/Simulink*[®]. The practical experiments have demonstrated the good dynamic and steady state behavior of the control system with a large rejection of harmonic components of periodic loads.

Keywords: Repetitive Controller, *LMI*, *UPS*, harmonic rejection, sinusoidal reference tracking.

Lista de Figuras

1.1	Carga não linear	19
1.2	Curva de susceptibilidade <i>CBEMA</i>	19
1.3	Principais distúrbios encontrados na rede elétrica	20
1.4	Topologias de <i>UPS</i> segundo a norma <i>NBR15014</i>	22
1.5	Estrutura básica do Controlador Repetitivo no domínio contínuo	26
1.6	Par de pólos no eixo imaginário do Controlador Repetitivo	27
1.7	Diagrama de Bode do Controlador Repetitivo	28
1.8	Posicionamento dos pólos do Controlador Repetitivo	28
1.9	Configuração <i>plug-in</i> do Controlador Repetitivo	30
1.10	Configuração <i>add-on</i> do Controlador Repetitivo	30
2.1	Exemplo de um politopo com sete vértices	35
2.2	Exemplos de trajetórias dos estados para uma condição inicial $x(0) = x_0$	37
3.1	Diagrama elétrico do inversor	45
3.2	Modulação <i>PWM</i> do inversor	45
3.3	Diagrama elétrico do inversor e carga	47
3.4	Controle aplicado ao inversor CC-CA	51
3.5	Topologia do Controlador Repetitivo utilizado na Realização 1	52
3.6	Diagrama de Bode para a Realização 1	53
3.7	Topologia do Controlador Repetitivo utilizado na Realização 2	54
4.1	Estrutura de potência e cargas	65
4.2	Estrutura do controlador contínuo	69
4.3	Estrutura de potência	70
4.4	Realizações do Controlador Repetitivo no domínio contínuo	70
4.5	Detalhamento da estrutura de potência	71
4.6	Realização 1 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 1000rad/s$	71

4.7	Realização 1 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 5000rad/s$	72
4.8	Realização 1 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 10000rad/s$	72
4.9	Realização 2 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 1000rad/s$	72
4.10	Realização 2 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 5000rad/s$	72
4.11	Realização 2 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 10000rad/s$	73
4.12	Realização 1 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 1000rad/s$	75
4.13	Realização 1 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 5000rad/s$	76
4.14	Realização 1 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 10000rad/s$	76
4.15	Realização 2 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 1000rad/s$	76
4.16	Realização 2 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 5000rad/s$	76
4.17	Realização 2 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 10000rad/s$	77
4.18	DS1104 <i>Controller Board</i>	78
4.19	Controlador utilizado na aquisição dos resultados experimentais	79
4.20	Interface com a placa de controle	79
4.21	Realização 2 no domínio discreto	79
4.22	Estrutura utilizada na aquisição dos resultados experimentais	81
4.23	Resultados dos testes estáticos	82
4.24	Resultados de <i>THD</i> da tensão de saída a vazio e com carga linear	82
4.25	<i>THD</i> da corrente de saída e potência da carga	82
4.26	Desempenho dinâmico do sistema com $\omega_{RC} = 1000rad/s$	83
4.27	Desvio máximo e tempo de recuperação com $\omega_{RC} = 1000rad/s$	83
4.28	Curvas de tolerância em transitórios de tensão - <i>IEC62040-3</i>	84
4.29	Forma de onda da tensão de saída alimentando carga não linear com $\omega_{RC} =$ $1000rad/s$	85
4.30	<i>THD</i> da tensão, corrente de saída e potência da carga	85

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros da estrutura de potência	65
4.2	Exemplos de parâmetros utilizados para as cargas não lineares	67
4.3	Parâmetros das cargas	67
4.4	Parâmetros do Controlador Repetitivo	68
4.5	Resultado das simulações dos controladores no domínio contínuo	73
4.6	Resultado das simulações dos controladores no domínio discreto	77
4.7	Resultado das aquisições do Controlador Repetitivo	84

Lista de Siglas

A/D – analógico/digital

CA – corrente alternada

CBEMA – *Computer Business Equipment Manufacturer's Association*

CC – corrente contínua

CPU – unidade central de processamento

D – derivativo

D/A – digital/analógico

ESR – resistência série equivalente

FDRC – controle repetitivo de dimensão finita

FD-RC – controlador repetitivo com atraso fracionário

I – integral

IEC – *International Electrotechnical Commission*

I/O – entrada/saída

IGBT – transistor bipolar de base isolada

LC – indutor/capacitor

LMI – desigualdade matricial linear

MIMO – sistema com múltiplas entradas e múltiplas saídas

P – proporcional

PD – proporcional e derivativo

PI – proporcional e integral

PID – proporcional, integral e derivativo

PWM – modulação por largura de pulso

RMS – valor eficaz ou valor médio quadrático

SISO – sistema com uma entrada e uma saída

THD – distorção harmônica total

UPS – fonte ininterrupta de energia

VTCD – variações de tensão com curto intervalo de duração

Lista de Símbolos

\mathbf{A}^T – transposta da matriz \mathbf{A}

$\mathbf{A} > 0$ – matriz \mathbf{A} definida positiva

$\mathbf{A} \geq 0$ – matriz \mathbf{A} semi definida positiva

C_f – capacitância do filtro de saída

C_{NL} – capacitância da carga não linear

$C_{1,2}$ – capacitores do filtro do retificador de entrada

d_C – razão cíclica

f_S – frequência de chaveamento

$He\{\mathbf{AW}\}$ – Bloco hermitiano $\mathbf{AW} + \mathbf{W}^T \mathbf{A}^T$

i_d – distúrbio de corrente

\mathbf{I} – matriz identidade

\mathbf{I}_n – matriz identidade de ordem n

\mathbf{I}_{n_u} – matriz identidade de ordem n , sendo n a dimensão do vetor de entrada

\mathbf{I}_{n_x} – matriz identidade de ordem n , sendo n a dimensão do vetor de estados

K_{PWM} – ganho equivalente do inversor PWM

K_1 – vetor de ganhos para a realimentação de estados

K_2 – ganho para o controlador repetitivo

K_{11} – ganho para realimentação da corrente do indutor de saída

K_{12} – ganho para realimentação da tensão do capacitor de saída

L_f – indutância do filtro de saída
 P – potência
 R_{Cf} – resistência série do capacitor de saída
 R_L – resistência da carga linear
 R_{Lf} – resistência série do indutor de saída
 R_{NL} – resistência da carga não linear
 $S_{1,2}$ – chaves do inversor
 T – período do sinal
 T_S – período de amostragem
 t – tempo
 v_{CC} – tensão contínua de entrada no inversor
 v_{CON} – tensão de controle das chaves do inversor
 v_{OUT} – tensão eficaz de saída
 v_{oINV} – tensão pulsada na saída do inversor
 v_{oINV}^- – tensão média na saída do inversor
 v_{TRI} – tensão do sinal triangular
 Y_O – admitância de saída
 $Y_{O_{MAX}}$ – admitância máxima de saída
 $Y_{O_{MIN}}$ – admitância mínima de saída
 α – taxa de decaimento
 Δ – politopo da carga
 γ – constante que relaciona o período do sinal e o período de amostragem
 ∞ – infinito
 ω_r – frequência angular do sinal de referência

- ω_{RC} – frequência de corte do filtro passa baixa do controlador repetitivo
- ω_T – constante que relaciona a frequência do filtro do controlador e o período de amostragem
- \mathbb{R}^n – espaço euclidiano de ordem n
- $\mathbb{R}^{n \times m}$ – espaço das matrizes reais de dimensão $n \times m$
- ς – custo garantido no sinal de controle
- $\Xi(t)$ – estabelece a conexão da carga incerta
- ξ – fator de amortecimento
- $\mathbf{0}_{n \times m}$ – matriz de dimensão $n \times m$ com todos os elementos nulos
- $*$ – utilizado em matrizes simétricas para representar o respectivo elemento transposto

Sumário

1	Introdução	18
1.1	Distúrbios da Rede Elétrica	20
1.2	Fontes Ininterruptas de Energia	21
1.3	Motivação – Controladores Repetitivos	22
1.3.1	Principais Realizações	30
1.3.2	Metodologias de Projeto	31
1.4	Objetivos e Organização da Dissertação	32
1.5	Síntese do Capítulo	33
2	Conceitos Fundamentais sobre Controle Robusto	34
2.1	Sistemas Lineares Incertos	34
2.1.1	Descrição de Incertezas	35
2.2	Estabilidade de Sistemas Incertos	37
2.3	Sistemas com Atraso no Estado	39
2.4	Formulação <i>LMI</i>	40
2.5	Síntese do Capítulo	43
3	Projeto do Controlador Repetitivo	44
3.1	Modelo Dinâmico do Inversor CC-CA	44
3.2	Estrutura do Controlador Proposto	51
3.3	Modelo por Variáveis de Estado do Controlador Repetitivo	51
3.3.1	Realização 1	52
3.3.2	Realização 2	54
3.4	Estabilização por Realimentação de Estados e Minimização dos Ganhos	56
3.5	Desempenho do Sistema	60
3.6	Síntese do Capítulo	63

4	Resultados	64
4.1	Descrição do Sistema de Controle	64
4.1.1	Descrição da <i>UPS</i> Utilizada nos Testes	64
4.1.2	Descrição dos Experimentos Propostos	65
4.1.3	Descrição das Realizações do Controlador Repetitivo	68
4.2	Validação do Modelo	68
4.2.1	Processo de Co-Simulação	69
4.2.2	Resultados de Simulação no Domínio Contínuo	70
4.2.3	Discretização do Controlador	73
4.2.4	Resultados de Simulação no Domínio Discreto	75
4.3	Resultados Experimentais	77
4.3.1	Plataforma de Tempo Real e Estrutura de Potência	78
4.3.2	Operação com Carga Nominal Linear	80
4.3.3	Operação com Carga Nominal Não Linear	83
4.4	Síntese do Capítulo	84
5	Contribuições e Comentários Finais	87
5.1	Contribuições do Trabalho	87
5.2	Resultados Obtidos	88
5.3	Perspectivas Futuras	90
	Referências Bibliográficas	91
	Anexos	100
	Artigo Publicado no COBEP 2009	100
	Artigo Aceito para Apresentação no ISIE 2010	102
	Artigos Submetidos ao CBA 2010	104

Capítulo 1

Introdução

A Eletrônica de Potência se dedica ao estudo do processamento da energia elétrica buscando uma maior qualidade e eficiência. Com a evolução dos semicondutores de potência, o processamento da energia passou a ser realizado pelos conversores estáticos, permitindo converter a energia elétrica, em elevadas potências, de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC) e vice-versa, com alta qualidade e rendimento, diferentemente dos conversores lineares que apresentavam perdas elevadas e baixas potências. Esse desenvolvimento possibilitou o uso dessa tecnologia em equipamentos eletrônicos, principalmente na área da informática e de bens de consumo [1], tornando-se muito popular nos anos seguintes.

Com essa ampla expansão no uso de equipamentos na área de informática, aplicadas em praticamente todos os setores da economia e também no uso residencial, a demanda por sistemas ininterruptos de energia, também conhecidos como *UPS* (do termo em inglês *Uninterruptible Power Supply*) ou no Brasil como *Nobreaks* [2], vem acompanhando esse crescimento. Geralmente as cargas conectadas aos sistemas *UPS* possuem internamente fontes chaveadas (ou comutadas) cujo estágio de entrada possui basicamente um circuito retificador e filtro capacitivo [3], conforme mostra a Figura 1.1. Essa característica faz com que a corrente drenada pela carga possua um elevado conteúdo harmônico, produzindo um baixo fator de potência. Portanto, as cargas de informática são conhecidas como cargas não lineares devido às características com que drenam a corrente da fonte de energia.

Esse tipo de carga, muitas vezes denominada como carga crítica, é extremamente sensível a distúrbios da rede elétrica. Em 1978, Thomas Key, ao estudar a confiabilidade do fornecimento de energia em instalações militares concluiu que as variações de tensão com curto intervalo de duração (VTCD) poderiam interferir na operação das cargas de informática [4].

A partir desse estudo foi elaborada uma curva que determina a faixa de variação do valor eficaz da tensão de suprimento a um determinado equipamento. Essa curva chamada de

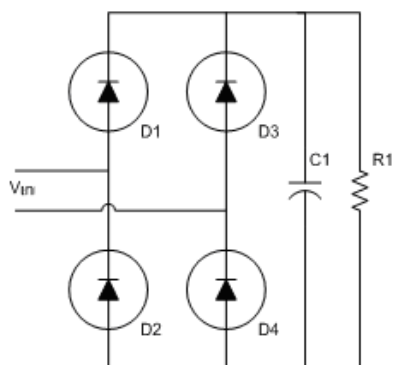


Figura 1.1: Carga não linear

CBEMA (do termo em inglês *Computer Business Equipment Manufacturer's Association*), inicialmente foi relacionada apenas a computadores, sendo também estendida a outros equipamentos eletro-eletrônicos posteriormente. A Figura 1.2 destaca a região de tolerância para a tensão de suprimento dos equipamentos. É importante ressaltar que a suportabilidade de um equipamento é vinculada a intensidade da tensão aplicada em função do intervalo de ocorrência do fenômeno. Assim, a curva apresentada na Figura 1.2 determina a faixa de tensão eficaz de suprimento a um determinado equipamento.

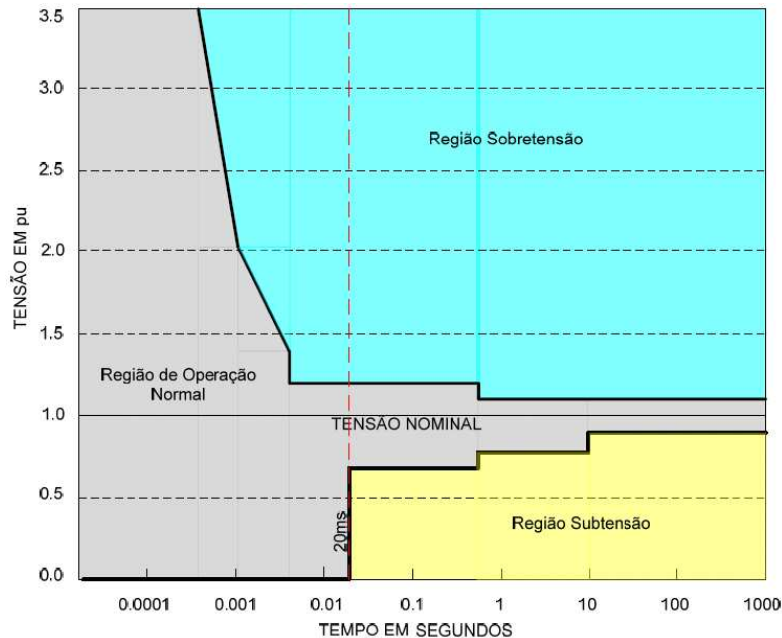


Figura 1.2: Curva de susceptibilidade *CBEMA*

1.1 Distúrbios da Rede Elétrica

A fonte de alimentação que está inserida em qualquer equipamento eletro-eletrônico deve ser projetada para operar satisfatoriamente dentro dos limites estabelecidos pelas curvas de tolerância apresentadas na Figura 1.2. Essas curvas de tolerância apresentam ainda outra informação muito importante que é o intervalo *hold-up time*. Durante este intervalo, uma fonte chaveada deve permanecer em operação normal sem nenhum tipo de alimentação. Ao conectar as cargas não lineares à rede elétrica, além de prejudicar a qualidade da energia em função do seu elevado conteúdo harmônico, essas cargas ficam submetidas aos principais distúrbios da rede elétrica [5, 6], que podem produzir mau funcionamento ou mesmo danificá-las. Esses principais distúrbios são ilustrados na Figura 1.3 e detalhados a seguir.

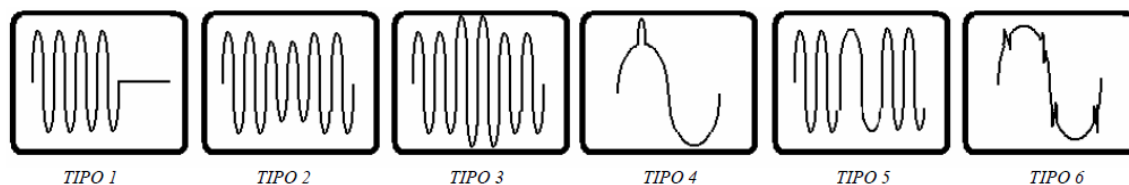


Figura 1.3: Principais distúrbios encontrados na rede elétrica

- TIPO 1 – Falta de Rede. Nessa situação, a energia é totalmente interrompida produzindo o desligamento da carga e é geralmente provocada pela atuação nas proteções do sistema de distribuição em função de sobrecargas, descargas atmosféricas, entre outros.
- TIPO 2 – Sub-Tensão. Caracteriza-se pela queda momentânea no valor da tensão da rede elétrica. É o distúrbio mais comum encontrado nos sistemas de distribuição, correspondendo a 85% das falhas. Provocado basicamente pela partida de cargas de grande porte.
- TIPO 3 – Sobre-Tensão. Ao contrário da anterior, nessa situação ocorre a elevação momentânea no valor da tensão da rede elétrica. Pode ocorrer no retorno da energia após uma interrupção, ou pelo desligamento de grandes cargas, ou também por descargas atmosféricas.
- TIPO 4 – Surto de Tensão. São transitórios rápidos e de elevada energia, podendo atingir valores na ordem de kV (kiloVolts), esse é o distúrbio potencialmente mais perigoso para a carga. Ocorre com maior frequência no verão, devido ao aumento na ocorrência de descargas atmosféricas próximas a rede elétrica, não sendo suprimidos pelas proteções do sistema de distribuição.

- TIPO 5 – Variação de Frequência. Variações de frequência na rede elétrica também são comuns e provocadas por variações bruscas de cargas de grande porte ou mesmo curto-circuito na rede elétrica. A variação de frequência pode provocar mau funcionamento, superaquecimento e até mesmo a queima de equipamentos e componentes eletrônicos.
- TIPO 6 – Ruído. A presença de ruídos de alta frequência na rede elétrica pode provocar interferência e mau funcionamento em equipamentos eletrônicos, industriais e também em sistemas de telecomunicação. São produzidos por geradores, fontes chaveadas, motores, sistemas de controle antiquados e de baixa qualidade, entre outros.

1.2 Fontes Ininterruptas de Energia

Uma maneira de proteger as cargas críticas desses distúrbios é alimentá-las através de uma fonte ininterrupta de energia (*UPS*). A primeira geração desses equipamentos se baseava em sistemas dinâmicos, compostos por alternadores, motores de corrente contínua e bancos de baterias [7]. Com o desenvolvimento da Eletrônica de Potência e dos dispositivos semicondutores, as *UPS* se tornaram estáticas através da utilização de conversores eletrônicos obtendo um melhor aproveitamento da energia, elevado rendimento, redução no peso e volume e melhor desempenho. Atualmente, as *UPS* estáticas podem ser classificados de acordo com três topologias distintas [2], conforme a Figura 1.4.

Na Figura 1.4(a) é apresentada a estrutura básica da topologia *Stand-by*. Essa topologia mantém a carga conectada à rede elétrica, exposta a todos os distúrbios vistos, protegendo-a apenas contra a falta de energia. Na Figura 1.4(b), 1.4(c) e 1.4(d) são apresentadas as três possíveis implementações para as *UPS* conhecidas respectivamente como Interativo Convencional, Interativo Ferrorressonante e o Interativo de Simples Conversão que, assim como a topologia *Stand-by*, não protegem a carga contra os principais distúrbios da rede elétrica.

A topologia de *UPS* que possui a maior robustez é apresentada na Figura 1.4(e), conhecida como *online* de dupla conversão. Essa topologia foi desenvolvida para alimentar 100% da carga durante 100% do tempo de operação, com uma energia totalmente controlada em amplitude e frequência. Além disso, essa topologia geralmente possui uma chave estática interna que, em caso de desligamento ou falha do inversor, realiza a transferência da carga para a rede, sem interrupção na alimentação. Por ser a topologia que apresenta maior confiabilidade, sendo a mais adequada para alimentar cargas críticas, foi selecionada para o desenvolvimento da técnica de controle proposta nesta dissertação.

Um sistema *UPS online* de dupla conversão é constituído basicamente por três grandes

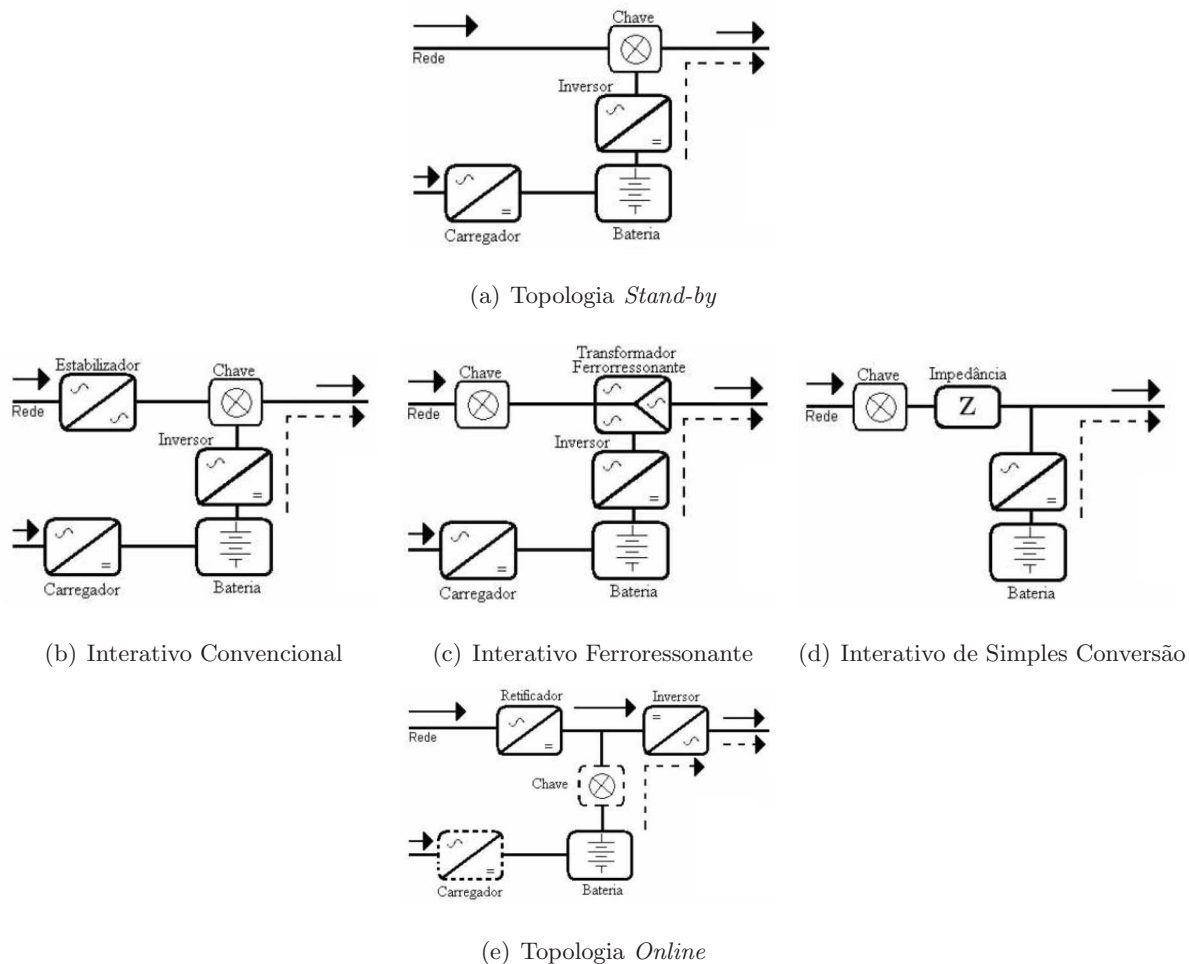


Figura 1.4: Topologias de *UPS* segundo a norma *NBR15014*

blocos [8, 9], sendo eles: um conversor CA-CC (retificador) responsável pela primeira etapa de conversão da energia, de alternada para contínua; por um banco de baterias responsável pelo armazenamento e fornecimento da energia necessária para a manutenção da carga em operação durante as faltas da rede elétrica; e por um conversor CC-CA (inversor) responsável pela segunda etapa de conversão de energia, de contínua para alternada e também por manter a tensão fornecida à carga dentro de limites mínimos aceitáveis, mesmo quando submetida a grandes transitórios de carga, cargas com perfil não linear, entre outros possíveis distúrbios.

1.3 Motivação – Controladores Repetitivos

Em função da crescente exigência das cargas críticas por sistemas de alimentação ininterrupta com elevado desempenho dinâmico, alto rendimento, baixo nível de ruído e baixa distorção harmônica, diversas técnicas de controle vem sendo exaustivamente estudadas nos últimos anos. Esses estudos buscam desenvolver sistemas com elevado desempenho dinâmico e baixos níveis de distorção harmônica, quando submetidos a incertezas (por exemplo, variações de carga e

incertezas nos valores dos componentes do sistema *UPS*) e sujeitos a distúrbios periódicos (cargas não lineares).

Historicamente, a técnica de controle mais utilizada pela indústria, incluindo a de *UPS*, são os clássicos controladores PID [1, 10, 11, 12, 13, 14]. Esses controladores possuem vasta literatura, implementação simples e relativamente fácil ajuste dos parâmetros P, I e D. Porém, essa técnica de controle não se mostra apropriada para o seguimento de sinais de referência periódicos, sendo adequada para o uso em sistemas com sinais de referência constante. O princípio do modelo interno [15] demonstra que um sinal qualquer pode ser seguido assintoticamente com erro de regime permanente nulo¹ sempre que a função matemática, que gera esse sinal, estiver inserida internamente à malha de controle (no controlador ou mesmo na planta [16]). Por exemplo, no caso de sinais de referência constantes ou polinomiais dados pela seguinte expressão no domínio da frequência

$$R(s) = \frac{1}{s^n} , \quad (1.1)$$

ao inserirmos a função acima na malha de controle (e.g., através do controlador) garante-se um erro de seguimento nulo em regime permanente. Portanto, o compensador PID leva a um erro de seguimento nulo se o sinal de referência for constante (devido a ação do integrador) e no caso de sinais polinomiais de ordem n são necessários n compensadores PID (em paralelo ou em cascata).

Para o seguimento de sinais periódicos, o controlador PID pode ser utilizado em uma forma modificada contendo dois laços de controle distintos [1, 13, 14]. O laço interno consiste de um compensador PD responsável pela resposta dinâmica do sistema, também denominada dinâmica rápida. O laço externo é composto por um controlador PI, responsável pelo ajuste do valor *RMS* (do termo em inglês *Root Mean Square*) da tensão de saída, também chamada de dinâmica lenta. Dessa forma, o erro de regime é eliminado pelo controlador PI pelo princípio do modelo interno. Entretanto essa estrutura não apresenta um bom desempenho transitório em função da dinâmica lenta e não linear inserida pelo sensor *RMS*, devido ao atraso de um ciclo na malha de realimentação, além de não rejeitar as componentes harmônicas inseridas pelas cargas não lineares.

Também, baseados no princípio do modelo interno, temos os controladores ressonantes [12, 17, 18, 19, 20]. Esses controladores inserem no laço interno da malha de controle uma função que, ao ser submetida a um sinal de erro periódico com frequência definida, apresenta uma dinâmica semelhante ao do controlador PI para um sinal de erro constante, ou seja, o controlador ressonante garante erro de regime permanente nulo para o seguimento de sinais de referência

¹Ou de maneira equivalente, a rejeição de perturbações no mesmo modo do sinal de referência.

senoidais desde que o sinal de referência possua a mesma frequência para o qual foi projetado o compensador. Conforme apresentado em [21], um controlador ressonante pode ser caracterizado por possuir uma função de transferência semelhante a

$$C_r(s) = \frac{\omega_r}{s^2 + \omega_r^2} + C(s) \quad (1.2)$$

onde ω_r é a frequência do sinal de referência e $C(s)$ representa outras possíveis ações de controle necessárias para o sistema de controle.

Essa implementação produz um ganho infinito sempre que o erro possui uma frequência ω_r , porém para pequenas variações de frequência o valor da ação de controle decai drasticamente, praticamente não exercendo nenhuma ação sobre o sinal de erro [20]. Para amenizar o efeito de possíveis flutuações de frequência frente ao desempenho do controlador ressonante são utilizadas equações semelhantes as de um filtro passa-faixa de segunda ordem [18, 19] como exemplificado abaixo

$$\tilde{C}_r(s) = \frac{\omega_r}{s^2 + 2\xi\omega_r s + \omega_r^2} + C(s)$$

onde ω_r é a frequência central e ξ o fator de amortecimento que determina a largura de banda do filtro. Essa modificação aumenta a faixa de operação do controlador, porém não garante erro de regime permanente nulo.

A resposta extremamente pobre do controlador em frequências diferentes da qual ele foi projetado também pode ser observada na distorção harmônica da tensão de saída [17]. Nesse caso, o controlador ressonante mesmo apresentando uma dinâmica muito mais rápida e também uma baixíssima dependência dos parâmetros do sistema [18], quando comparada com as técnicas clássicas de controle, apresenta um resultado semelhante em relação a *THD* (do termo em inglês *Total Harmonic Distortion*). Isso deve-se ao fato das componentes harmônicas produzidas pela carga não linear não sofrerem nenhum tipo de atenuação pelo controlador já que as suas frequências estão distantes da frequência para a qual o compensador foi projetado.

Considerando que um sinal periódico pode ser decomposto em uma série de componentes senoidais com frequências múltiplas da componente fundamental e com amplitudes e fases adequadas, uma possível solução para atenuar os efeitos das cargas não lineares pode ser obtida com a inclusão de vários compensadores em paralelo, cada um ajustado para uma determinada frequência [22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30]. Porém, essa implementação é extremamente trabalhosa do ponto de vista de sintonia do compensador em função da grande quantidade de parâmetros a serem ajustados além de produzir um esforço computacional elevado para aplicações no domínio discreto.

Nos últimos anos, uma série de trabalhos foram publicados onde esses compensadores ressonantes são utilizados em filtros ativos [26, 27], sistemas de geração distribuída [12, 28] e também

em sistemas *UPS* [17]. Porém, na grande maioria dessas referências são apenas apresentadas as vantagens desse controlador sem que seja abordado adequadamente a metodologia de projeto levando em conta o desempenho esperado para o sistema, conforme realizado em [17]. Em algumas aplicações, o projeto do controlador é totalmente omitido ou então são apresentados apenas os ganhos utilizados no compensador [18, 31, 32, 33]. Em outros trabalhos, consideram-se métodos empíricos (tentativa e erro) para realizar o ajuste dos ganhos dos múltiplos compensadores ressonantes [19, 30].

Controladores não lineares também são largamente utilizados na literatura em aplicações com conversores estáticos CC-CA como, por exemplo, o controle por modos deslizantes (*sliding mode control* [34, 35]) e o controle por tempo de estabilização finito (*deadbeat controller* [36]). Em particular, o controlador por modos deslizantes é projetado para forçar que o sinal de erro se torne nulo através de uma ação de controle descontínua. Esse controle descontínuo resulta em uma frequência de chaveamento variável em função dos valores instantâneos dos estados do sistema. Entretanto, devido as perdas de condução e limitações físicas dos componentes e a dificuldade no projeto do filtro de saída do inversor com uma larga faixa de operação [1], o controle por modos deslizantes é raramente utilizado em situações práticas. Além disso, o efeito *chattering* resultante do chaveamento em alta frequência produz grande aquecimento nos semicondutores e componentes magnéticos, além de poder excitar dinâmicas não modeladas de alta frequência degradando o desempenho do sistema e até mesmo podendo levar a instabilidade [37].

O controlador *deadbeat*, dedicado exclusivamente a sistemas representados no domínio discreto, visa forçar que a saída do sistema atinja o valor esperado em um número finito de intervalos de amostragem. Em aplicações com inversores de tensão esse controlador pode ser desenvolvido em dois laços de controle, sendo um de tensão para garantir a forma senoidal e a estabilidade do sistema e um laço de corrente para assegurar a resposta na ordem do intervalo de amostragem. O objetivo dessa estrutura é compensar os desvios entre a tensão de referência e a tensão de saída através da injeção de uma corrente no indutor, de forma a compensar esses desvios e suprir a demanda da carga. Uma vez que todos os parâmetros envolvidos resultam numa equação de diferenças, necessita-se de um conhecimento exato dos parâmetros da planta e da carga para a síntese dos ganhos. Dessa forma, torna-se extremamente difícil obter um conjunto de ganhos capaz de satisfazer os critérios de desempenho exigidos pela carga nas diversas condições de operação do sistema e também durante regimes transitórios [1].

Do ponto de vista teórico, os Controladores Repetitivos aparentam ser a melhor solução em relação à redução no nível de distorção harmônica. O Controle Repetitivo é um método de controle simples, desenvolvido especificamente para aplicações que necessitam de alta precisão,

simples implementação e baixa dependência dos parâmetros do sistema, sendo largamente utilizado em sistemas submetidos a distúrbios exógenos periódicos [38, 39]. Podem-se citar como distúrbios exógenos: assimetrias em sistemas rotatórios como motores elétricos, drives de CD player, disco rígido (*hard disk*) e manipuladores robóticos [16]. Por este motivo, os Controladores Repetitivos têm sido largamente aplicados no controle de conversores de potência nas mais diversas aplicações, como, por exemplo, rejeição a harmônicos de tensão e corrente em filtros ativos [40]; conversores pré-reguladores *boost* [23, 41, 42]; conversores estáticos CC-CA [43, 44, 45]; e sistemas *UPS* [24, 25, 46].

O funcionamento do Controlador Repetitivo é baseado no princípio do modelo interno. Os modos presentes no Controlador Repetitivo são sintetizados através de um sistema com realimentação positiva combinado com uma rede de atraso a partir de uma função inicial apropriada². Este conceito foi inicialmente desenvolvido para sistemas *SISO* lineares e invariantes no tempo para seguimento de sinais periódicos com baixo erro em regime permanente [48]. Teoricamente, incluindo um Controlador Repetitivo no laço interno da malha de controle, conforme ilustrado na Figura 1.5, obtém-se um perfeito seguimento de qualquer sinal periódico ou rejeição completa de perturbações com período conhecido T . A função de transferência do Controlador Repetitivo ideal é abaixo representada:

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{1 - e^{-s \cdot T}} \quad (1.3)$$

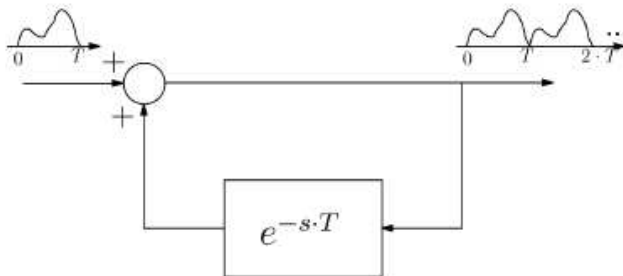


Figura 1.5: Estrutura básica do Controlador Repetitivo no domínio contínuo

Entretanto, analisando a função de transferência do Controlador Repetitivo baseado na equação (1.3) e a sua estrutura visualizada na Figura 1.5, observa-se que $G_{RC}(s)$ representa um sistema com dimensão infinita. Em outras palavras, este controlador insere infinitos pares de pólos sobre o eixo imaginário em frequências iguais a $n\omega_o$, para $n = 0, 1, \dots$, onde $\omega_o = 2\pi/T$. Considerando a relação

$$e^{-s \cdot T} \xrightarrow{s=j\omega} e^{-j \cdot \omega \cdot T} \quad (1.4)$$

²Demonstra-se em [47] que qualquer sinal periódico com um período conhecido pode ser gerado desta forma.

e a fórmula de Euler abaixo representada

$$e^{j \cdot x} = \cos(x) + j \cdot \text{sen}(x) \quad (1.5)$$

e substituindo na equação (1.3), percebe-se que para os sinais com período T , tal que a relação $\omega = 2\pi n/T$ seja satisfeita para qualquer n inteiro, a parcela do cosseno no denominador da função

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{1 - \cos(-\omega \cdot T) + j \cdot \text{sen}(-\omega \cdot T)} \quad (1.6)$$

é igual a um ($\cos(2n\pi) = 1$) e a parcela referente ao seno é zero ($\text{sen}(2n\pi) = 0$). Dessa forma, o denominador de $G_{RC}(s)$ será 0 fazendo com que o sistema tenha um ganho infinito nestas frequências caracterizando, desta forma, o princípio do modelo interno. Logo, supondo que o sistema seja estável em malha aberta, obtém-se um erro de seguimento nulo em regime permanente para sinais de referência ou rejeição de distúrbios periódicos nas frequências $\omega = n\omega_o$ com $n = 0, 1, \dots$

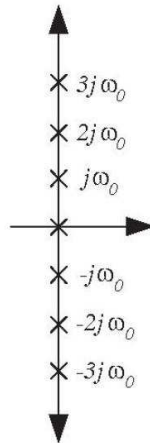


Figura 1.6: Par de pólos no eixo imaginário do Controlador Repetitivo

No entanto, estabilizar um sistema que utiliza o Controlador Repetitivo passou ser um problema justamente devido à inclusão do bloco de atraso na malha de controle. Para amenizar esse problema, foi proposto em [49] o Controlador Repetitivo modificado. Nesse novo controlador, foi inserido em série com o bloco de atraso um filtro passa baixa como definido abaixo

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{1 - q(s) \cdot e^{-s \cdot T}} \quad \text{sendo} \quad q(s) = \frac{\omega_{RC}}{s + \omega_{RC}} \quad (1.7)$$

resultando em uma maior robustez na estabilidade ao preço de uma degradação no desempenho do sistema, principalmente em termos de rejeição de harmônicos. Em [47], a versão modificada do Controlador Repetitivo foi estendida para sistemas *MIMO*, sendo estabelecidas as condições de estabilidade. Para sistemas *SISO*, obteve-se a condição

$$\|q(s)\|_{\infty} < 1 \quad (1.8)$$

para garantir que qualquer filtro passa baixa possa ser utilizado em sistemas de fase mínima.

Nessa versão modificada do Controlador Repetitivo, mostrada em (1.7), a introdução do filtro passa baixa faz com que os pólos (principalmente, em alta frequência) inseridos pelo controlador desloquem-se do eixo imaginário, ou seja, as componentes de alta frequência são filtradas pelo filtro passa baixa, conforme mostra a Figura 1.7.

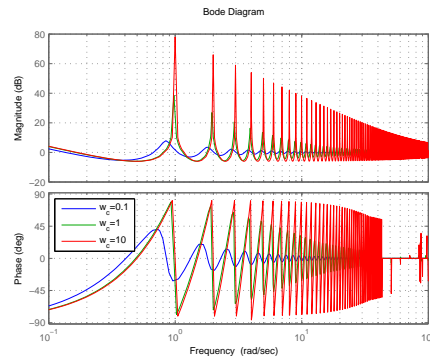


Figura 1.7: Diagrama de Bode do Controlador Repetitivo

Na Figura 1.8 pode ser observado o posicionamento dos pólos de um Controlador Repetitivo para diversas frequências de corte do filtro passa baixa.

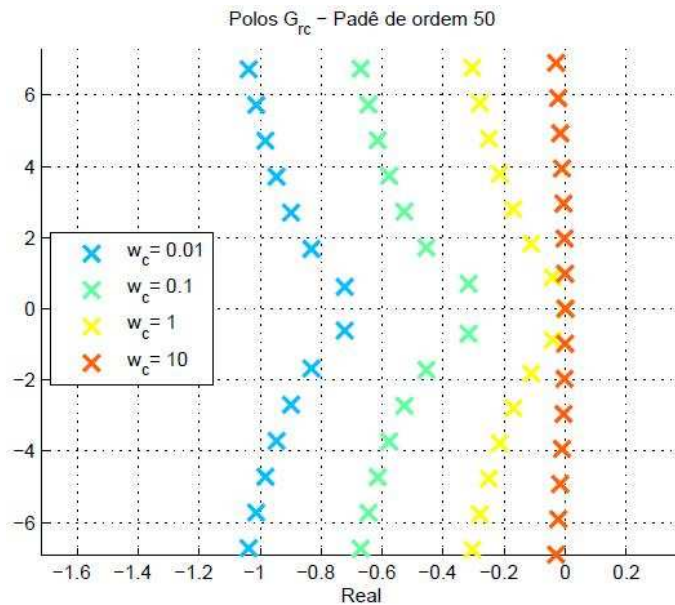


Figura 1.8: Posicionamento dos pólos do Controlador Repetitivo

Geralmente, as componentes de maior contribuição na dinâmica dos sistemas concentram-se em uma banda de baixas e médias frequências. Dessa forma, a banda do filtro passa baixa deve ser cuidadosamente ajustada para não interferir nas componentes de baixa frequência [38, 39]. Para o sistema em malha fechada, é interessante que apenas as componentes de baixa frequência

sejam consideradas, sendo esse método conhecido como Controle Repetitivo de Dimensão Finita (*FDRC* do termo em inglês *finite dimensional repetitive control* [22]). A inclusão do filtro passa baixa também permitiu que o Controlador Repetitivo pudesse ser representado na forma de espaço de estados, como definido a seguir:

$$\dot{x}_{RC}(t) = \mathbf{A}_{RC}x_{RC}(t) + \tilde{\mathbf{A}}_{RC}x_{RC}(t - T) + \mathbf{B}_{RC}e(t) \quad (1.9)$$

onde $x_{RC}(t) \in \mathbb{R}$ é o estado do filtro, $e(t)$ o sinal de erro, e \mathbf{A}_{RC} , $\tilde{\mathbf{A}}_{RC}$ e \mathbf{B}_{RC} são matrizes com dimensões apropriadas.

Como visto na Figura 1.5, o Controlador Repetitivo baseia o seu funcionamento através do atraso do sinal de erro, ou seja, utiliza a informação de erro dos ciclos anteriores para computar a ação de controle repetitiva. Dessa forma, os Controladores Repetitivos convencionais não apresentam um bom desempenho dinâmico quando submetido a distúrbios não periódicos como, por exemplo, grandes variações de carga. Algumas propostas foram sugeridas buscando melhorar o desempenho do Controlador Repetitivo frente a esses distúrbios não periódicos como, por exemplo, analisando o comportamento do sinal de erro através de um algoritmo específico. Em [50, 51], identifica-se o distúrbio não periódico e anula-se a ação de controle repetitiva. Também são analisados os fatores que influenciam no desempenho dinâmico, sendo proposta a eliminação, via malha de controle, da influência da resistência interna do indutor de saída buscando uma melhora no desempenho dinâmico [52]. A maioria das aplicações com Controladores Repetitivos utiliza uma configuração em cascata com um controlador convencional, responsável pelo desempenho dinâmico e rejeição de perturbações não periódicas, em conjunto com o Controlador Repetitivo que é responsável pela eliminação da influência dos distúrbios periódicos na saída do sistema [44, 53, 54].

Além dos problemas relacionados aos distúrbios não periódicos, os Controladores Repetitivos também apresentam uma considerável degradação no desempenho quando o sinal de erro apresenta uma frequência variável. Controladores Repetitivos para frequência variável aplicados a inversores de tensão não são facilmente encontrados na literatura. Algumas realizações são apresentadas onde, através da identificação do período, é ajustada a taxa de amostragem do sinal [46, 55, 56, 57] obtendo-se um número inteiro de amostras dentro do período. Também é apresentado um algoritmo para Controladores Repetitivos com Atraso Fracionário (*FD-RC* do termo em inglês *fractional delay repetitive controller*), onde o filtro passa baixa é substituído por um filtro passa baixa de atraso fracionário o que leva a uma melhora no desempenho em relação a variações de período [58]. Contudo, o problema da perda de desempenho com sinais periódicos variáveis não será abordado nesta dissertação. Outro ponto negativo dos Controladores Repetitivos refere-se a falta de robustez em relação ao valor de T , isto é, pequenas variações na

implementação do atraso pode levar a uma grande perda de desempenho do sistema em malha fechada.

1.3.1 Principais Realizações

Na literatura são encontradas diferentes realizações para os Controladores Repetitivos combinados com controladores realimentados convencionais. Dentre as mais utilizadas, encontra-se a realização conhecida como *plug-in* [59, 60, 61, 39]. Nessa realização, o Controlador Repetitivo é conectado em paralelo com a malha de realimentação. A saída do Controlador Repetitivo é inserida na malha de realimentação produzindo um sinal de erro modificado, conforme ilustrado na Figura 1.9.

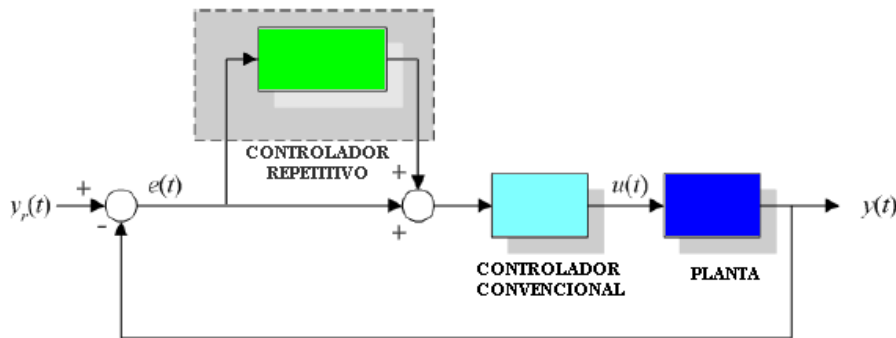


Figura 1.9: Configuração *plug-in* do Controlador Repetitivo

Outra realização comum na literatura é conhecida como tipo cascata (ou também como *add-on* [59, 62, 63]). Nessa realização, o Controlador Repetitivo é conectado em série com a malha de realimentação. A saída do Controlador Repetitivo ajusta o sinal de entrada do controlador convencional como visto na Figura 1.10.

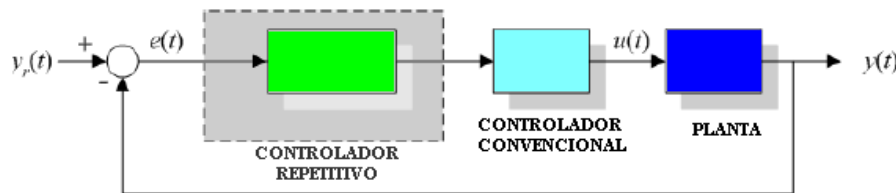


Figura 1.10: Configuração *add-on* do Controlador Repetitivo

A partir dessas duas realizações básicas, surgiram diversas derivações dentre as quais pode-se citar a estrutura de modo duplo [64, 65]. Nesse tipo de estrutura, baseada na realização *plug-in*, são utilizados dois Controladores Repetitivos em paralelo. Os controladores podem ser ajustados para compensar diferentes tipos de distúrbios exógenos, um compensando harmônicos de ordem par e outro harmônicos de ordem ímpar, flexibilizando o projeto do controlador e proporcionando

um melhor desempenho. De maneira similar, múltiplos controladores ressonantes são conectados em paralelo de forma a obter uma taxa de convergência do erro mais rápida em relação aos Controladores Repetitivos convencionais [66].

1.3.2 Metodologias de Projeto

O projeto do Controlador Repetitivo pode ser realizado de diversas maneiras, cada uma com suas vantagens e desvantagens. Durante o processo de implementação de uma planta real, muitas vezes torna-se inevitável o uso de controle digital. Mesmo realizando todo o projeto no domínio contínuo, dificilmente será possível fugir de um processo de discretização do controlador, o que pode acarretar em perda de desempenho, principalmente se não for levado em conta o método utilizado para a discretização do controlador e também não for realizada a escolha de uma taxa de amostragem proporcional ao período do sinal contínuo.

Essa situação também deve ser observada para o projeto no domínio discreto. Além disso, variações no período dos distúrbios exógenos provoca perda no sincronismo nas aquisições, fazendo com que o período de amostragem deixe de ser um inteiro múltiplo do período do sinal amostrado, elevando o erro em regime permanente do sistema. A capacidade de seguimento ou rejeição de um sinal periódico através de um Controlador Repetitivo discreto diz respeito ao seu comportamento apenas nos instantes de amostragem. Em geral, pode-se concluir que o seguimento preciso de um sinal periódico nos instantes de amostragem pode ser obtido ao custo do comportamento entre os períodos de amostragem, o que geralmente não é levado em conta durante o projeto [67]. Se for adotado um período de amostragem muito grande, o *ripple* entre as amostras aumenta consideravelmente. Porém, caso for utilizado um período muito pequeno, a ordem do sistema aumenta a ponto de dificultar a implementação, ainda mais se for considerado um sinal com período grande [38, 39, 68].

Outras metodologias de projeto de Controladores Repetitivos também foram desenvolvidas no domínio da frequência [54, 40]. Essas metodologias, baseiam-se na decomposição do sinal amostrado através da Transformada de Fourier, aplicando ganhos individuais nas componentes harmônicas obtidas. Realizações deste tipo são adequadas para a redução nas taxas de distorção harmônica, porém devido ao esforço computacional exigido pelo algoritmo de controle, necessitam de um controlador com dinâmica extremamente rápida para a estabilização do sistema e a compensação de distúrbios não periódicos.

1.4 Objetivos e Organização da Dissertação

O principal objetivo desta dissertação é o estudo e o desenvolvimento de uma técnica de projeto para Controladores Repetitivos aplicados a fontes ininterruptas de energia e utilizando a representação por variáveis de estado do controlador como na equação (1.9). A metodologia a ser proposta para a síntese do controlador deverá obter um compromisso entre resposta dinâmica e a baixa distorção harmônica na saída, considerando critérios de desempenho transitório e atenuação de perturbações periódicas que, nessa aplicação, serão as componentes harmônicas que aparecem ao conectar-se cargas não lineares em sistemas *UPS*. Com este objetivo, formula-se o problema de estabilidade em termos de funcionais de Lyapunov-Krasovskii [69], onde também são inseridas restrições visando:

1. Garantir uma taxa de decaimento exponencial do sinal de erro; e
2. Minimizar a energia do sinal de controle (visando evitar a saturação do atuador).

O projeto dos parâmetros do controlador será determinado numericamente, através da formulação das condições de estabilização e desempenho via um problema de otimização com restrições na forma de desigualdades matriciais lineares (*LMI* do termo em inglês *Linear Matrix Inequalities* [70]), onde a carga do sistema *UPS* é vista como uma incerteza paramétrica.

O restante desta dissertação apresenta a seguinte estrutura. O Capítulo 2 apresenta alguns conceitos fundamentais utilizados no desenvolvimento da técnica proposta como a descrição de modelos incertos, análise de estabilidade por Lyapunov de sistemas incertos, estabilidade de sistemas com atraso no estado utilizando funcionais de Lyapunov-Krasovskii e a formulação *LMI*. Além disso, avalia-se brevemente as normas existentes para a determinação da carga não linear a ser considerada na realização de testes de desempenho de sistemas *UPS*. Na sequência, o Capítulo 3 introduz o modelo do sistema que é utilizado na descrição do inversor de tensão utilizado nessa dissertação (considerando cargas lineares como uma incerteza do sistema e termos não lineares como distúrbios periódicos). Neste capítulo, também são apresentados os detalhes do projeto do Controlador Repetitivo e a formulação *LMI* desenvolvida nesse trabalho. O Capítulo 4 primeiramente apresenta os valores dos parâmetros considerados para a *UPS* utilizada na obtenção dos resultados, bem como a definição dos parâmetros da carga não linear utilizada nos testes de desempenho do sistema em malha fechada. Posteriormente, o controlador obtido é avaliado através de várias simulações no domínio contínuo e no domínio discreto onde são verificados os efeitos da discretização do Controlador Repetitivo. Além disso, descreve-se a plataforma de aquisição de dados e controle a ser utilizada para a implementação prática do sistema operando em tempo real. Finalizando esta dissertação, o Capítulo 5 apresenta as principais contribuições

desta dissertação além de propor possíveis trabalhos futuros.

1.5 Síntese do Capítulo

Neste Capítulo foi realizada inicialmente uma breve apresentação sobre a evolução da Eletrônica de Potência e a relação entre conversores estáticos de energia, cargas de informática e também a influência que os distúrbios da rede elétrica produzem nessas cargas. Após foram brevemente analisadas as principais topologias utilizadas em *UPS*, sendo selecionada a topologia *on-line* para a utilização nessa dissertação.

As principais técnicas de controle utilizadas em inversores foram analisadas, levando-se em conta aspectos positivos e negativos de cada uma delas. Após foi realizada a apresentação do Controlador Repetitivo, onde foram analisados os principais aspectos do controlador, a função de transferência, o diagrama em blocos e a necessidade da utilização do filtro passa baixa juntamente com o elemento de atraso. As principais realizações desse controlador e as metodologias de projeto também foram apresentadas.

Por fim, os objetivos e a organização da dissertação foram apresentados, salientando o uso das técnicas de controle robusto para o projeto do controlador, garantindo a estabilidade do sistema e um desempenho dinâmico mínimo aliado à minimização do sinal de controle, evitando a saturação do controlador.

Capítulo 2

Conceitos Fundamentais sobre Controle Robusto

Este Capítulo tem por objetivo apresentar alguns conceitos fundamentais necessários para o desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente, os conceitos relativos a sistemas lineares incertos são apresentados e, a seguir, faz-se uma breve explanação sobre sistemas com atraso e os conceitos de estabilidade utilizando funcionais de Lyapunov-Krasovskii. Finalizando este Capítulo também são apresentadas as definições características da formulação LMI e algumas ferramentas indispensáveis na obtenção dessa formulação, como o Complemento de *Schur*.

2.1 Sistemas Lineares Incertos

Nos sistemas lineares, cujo modelo da planta é totalmente conhecido, para uma dada entrada existe uma única e determinada saída sendo a planta linear, invariante no tempo e com dimensão finita. Entretanto, os sistemas podem sofrer variações de parâmetros ao longo do tempo ou mesmo em função das condições de operação. Essas *incertezas* também podem estar relacionadas à algum tipo de simplificação de dinâmica evitando o uso de modelos extremamente detalhados e complexos [71].

Sistemas contendo incertezas relacionadas a parâmetros que variam no tempo são normalmente encontrados em diversas situações práticas. Nesse caso, deve-se modelar adequadamente as incertezas de forma que o projeto do controlador possa garantir a estabilidade do sistema de controle. Existem diversas maneiras de representação de incertezas paramétricas como, por exemplo, através de representações não lineares fracionais, por meio de equações de diferenças algébricas, representações lineares fracionais ou também por incertezas politópicas [72].

Em particular, considere a seguinte representação de um sistema linear incerto

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}(\lambda)x(t) , x(0) = x_0 \quad (2.1)$$

onde a matriz $\mathbf{A}(\lambda)$ apresenta alguns elementos não precisamente conhecidos ou mesmo variantes no tempo com limites de variação conhecidos. Esses elementos não totalmente conhecidos são representados pelo vetor de parâmetros incertos $\lambda \in \Lambda \subset \mathbb{R}^{n_\lambda}$, onde Λ representa o conjunto dos valores admissíveis dos elementos do vetor λ . A matriz $\mathbf{A}(\cdot)$ pode depender de diversas formas em relação ao vetor de incertezas λ , como, por exemplo, de forma linear, afim ou polinomial [73]. Nesta dissertação, considera-se que as matrizes incertas dependem de forma afim do vetor de incertezas, isto é:

$$\mathbf{A}(\lambda) = \mathbf{A} + \mathbf{A}_1\lambda_1 + \mathbf{A}_2\lambda_2 + \cdots + \mathbf{A}_{n_\lambda}\lambda_{n_\lambda} = \mathbf{A} + \sum_{i=1}^{n_\lambda} \mathbf{A}_i\lambda_i \quad (2.2)$$

onde λ_i é i -ésimo elemento do vetor λ e $\mathbf{A}, \mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_{n_\lambda}$ são matrizes constantes. Outro ponto importante na definição de um sistema incerto é a caracterização do conjunto admissível das incertezas representado por Λ . A seguir, apresenta-se as duas formas mais utilizadas na definição do conjunto admissível das incertezas.

2.1.1 Descrição de Incertezas

Por definição, um politopo (conjunto politópico) pode ser representado como um elemento descrito pela soma convexa de um número finito de pontos, como ilustrado na Figura 2.1, onde v_1, v_2, \dots, v_7 são os chamados vértices do politopo.

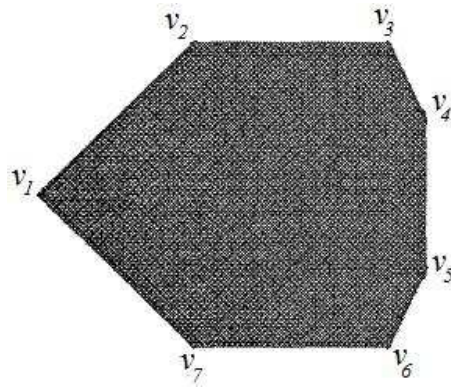


Figura 2.1: Exemplo de um politopo com sete vértices

A representação politópica do conjunto admissível de incertezas é uma das formas mais genéricas de definição do conjunto Λ . Como um politopo é um conjunto convexo, qualquer ponto no seu interior pode ser obtido pela combinação convexa dos seus vértices. Generalizando, este

conceito para um politopo com N vértices leva a seguinte definição para o conjunto Λ :

$$\Lambda := \left\{ \lambda \in \mathbb{R}^{n_\lambda}, v_i \in \mathbb{R}^{n_\lambda}, \alpha_i \in \mathbb{R} \mid \lambda = \sum_{i=1}^N \alpha_i v_i; \sum_{i=1}^N \alpha_i = 1; \alpha_i \geq 0; i = 1, \dots, N \right\} \quad (2.3)$$

Em várias referências, a definição acima de um politopo pode ser representada alternativamente como a casca convexa (*convex hull* [74]) gerada pelos vértices v_1, \dots, v_N através da seguinte notação:

$$\Lambda := \text{co} \{v_1, v_2, \dots, v_N\}$$

A descrição politópica é bastante utilizada na teoria de controle robusto devido a propriedade de convexidade do conjunto de soluções das condições de estabilidade por Lyapunov quando aplicadas a sistemas descritos na forma em (2.1) considerando (2.2). Desta forma, determina-se a estabilidade do sistema para qualquer $\lambda \in \Lambda$ verificando se as matrizes $\mathbf{A}(v_1), \mathbf{A}(v_2), \dots, \mathbf{A}(v_N)$ são estáveis. Em outras palavras, utiliza-se um conjunto finito de pontos, dados pelos vértices do conjunto Λ , para determinar a estabilidade de um sistema incerto para qualquer valor admissível de λ [70].

Outra forma bastante utilizada na descrição de incertezas é a chamada descrição limitada em norma na qual assume-se que a parte incerta da matriz $\mathbf{A}(\lambda)$, isto é:

$$\Delta A = \mathbf{A}_1 \lambda_1 + \dots + \mathbf{A}_{n_\lambda} \lambda_{n_\lambda}$$

possa ser reescrita como o produto de três matrizes

$$\Delta A = \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{X}$$

onde \mathbf{H} e \mathbf{X} são matrizes constantes com dimensões apropriadas que definem como a incerteza λ afeta os elementos da matriz $\mathbf{A}(\lambda)$, e $\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{n_\lambda \times n_\lambda}$ é uma matriz que satisfaz uma restrição de norma, em geral, do tipo $\|\mathbf{E}\| \leq 1$. Desta forma, pode-se definir o conjunto admissível de incertezas da seguinte maneira

$$\Lambda := \{ \lambda \in \mathbb{R}^{n_\lambda}, \mathbf{A}(\lambda) = \mathbf{A} + \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{X} \mid \|\mathbf{E}\| \leq 1 \} \quad (2.4)$$

O conjunto acima também é convexo assim como um politopo. Entretanto, geralmente não é possível representar de forma equivalente um conjunto admissível de incertezas nas formas (2.3) e (2.4) exceto em alguns casos particulares. Por exemplo, existe uma equivalência entre as duas representações quando \mathbf{E} for uma matriz diagonal [74].

Nesta dissertação, utiliza-se uma representação na forma (2.4) para descrever o conjunto admissível de incertezas. Como o modelo da *UPS*, a ser descrito no próximo capítulo, possui uma única incerteza (i.e., $n_\lambda = 1$) as duas representações são equivalentes.

2.2 Estabilidade de Sistemas Incertos

A estabilidade assintótica de um sistema linear invariante no tempo sem incertezas

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) , x(0) = x_0$$

pode ser caracterizada pela análise dos autovalores da matriz \mathbf{A} . O sistema acima é assintoticamente estável (isto é, $x(t) \rightarrow 0$ ao $t \rightarrow \infty$) se e somente se os autovalores de \mathbf{A} tem parte real negativa. Quando os elementos da matriz \mathbf{A} são incertos, a caracterização da estabilidade é bem mais complexa. No caso de sistemas invariantes no tempo, pode-se avaliar as raízes da equação característica do sistema

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}(\lambda)) = s^n + c_n s^{n-1} + \dots + c_2 s + c_1 = 0$$

para todo $\lambda \in \Lambda$. A análise da equação acima pode ser realizada através do teorema de Kha-ritonov [75], onde supõe-se que os coeficientes c_i , $i = 1, \dots, n$, pertencem a um dado intervalo, isto é:

$$c_i \in \mathcal{C} , \mathcal{C} := \{c \in \mathbb{R}^n \mid a_i \leq c_i \leq b_i ; a_i, b_i \geq 0 ; i = 1, \dots, n\} \quad (2.5)$$

O problema nesta abordagem é que, em geral, a convexidade do conjunto Λ não implica que o conjunto admissível dos coeficientes c_i seja convexo. Desta forma, pode-se inserir um conservadorismo na análise de estabilidade ao aproximarmos um conjunto admissível não convexo pelo conjunto definido em (2.5). Além disso, quando o parâmetro incerto λ é variante no tempo, situação a ser considerada nesta dissertação, não é possível fazer a análise de estabilidade do sistema incerto através da análise dos autovalores da matriz $\mathbf{A}(\lambda(t))$ para todo $\lambda(t) \in \Lambda$ [76].

Para sistemas variantes no tempo, deve-se avaliar a trajetória dos estados ao longo do tempo. Por exemplo, considere o sistema incerto definido em (2.1), onde $\lambda = \lambda(t)$, isto é:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}(\lambda(t))x(t) , x(0) = x_0 , \lambda(t) \in \Lambda \quad (2.6)$$

As possíveis trajetórias dos estados do sistema acima são ilustradas na Figura 2.2.

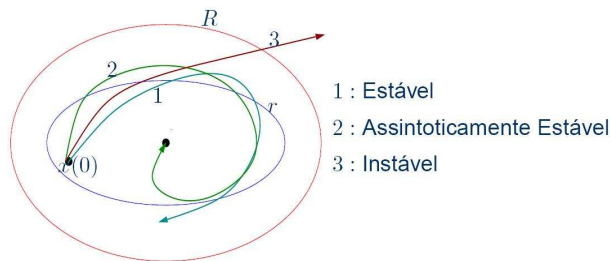


Figura 2.2: Exemplos de trajetórias dos estados para uma condição inicial $x(0) = x_0$

Uma maneira alternativa de formalizar a estabilidade assintótica do sistema definido em (2.6) é através da teoria de estabilidade de Lyapunov [77]. Pela teoria de Lyapunov, a estabilidade deste sistema é verificada pela análise das propriedades de uma função escalar dos estados do sistema denominada de função candidata a Lyapunov $V(x)$. De maneira simplificada, este sistema é assintoticamente estável se existir uma função $V(x)$ definida positiva tal que a sua derivada temporal $\dot{V}(x) = dV(x)/dt$ seja negativa definida para todo $\lambda(t) \in \Lambda$. O maior problema na utilização da teoria de Lyapunov é determinar a função $V(x)$ que prova a estabilidade (ou instabilidade) do sistema (2.6). Pela sua simplicidade, a função quadrática

$$V(x) = x^T \mathbf{P} x, \quad \mathbf{P} = \mathbf{P}^T \quad (2.7)$$

onde \mathbf{P} é uma matriz a ser determinada, é uma das funções mais utilizadas na literatura para avaliar a estabilidade de sistemas lineares variantes no tempo. A função acima é definida positiva se e somente se a matriz simétrica \mathbf{P} possuir todos os autovalores positivos, isto é: $\mathbf{P} > 0$. Neste caso, a derivada temporal de $V(x)$ é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \dot{x}(t)^T \mathbf{P} x(t) + x(t)^T \mathbf{P} \dot{x}(t) \\ &= x(t)^T \left(\mathbf{A}(\lambda(t))^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}(\lambda(t)) \right) x(t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Portanto, o sistema (2.6) é assintoticamente estável se existir uma matriz \mathbf{P} simétrica definida positiva tal que

$$\mathbf{A}(\lambda(t))^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}(\lambda(t)) < 0, \quad \forall \lambda(t) \in \Lambda \quad (2.9)$$

Entretanto, a condição (2.9) é difícil de ser verificada numericamente para todo $\lambda(t) \in \Lambda$. Felizmente, como o conjunto de soluções da desigualdade acima é convexo e o parâmetro incerto pertence a um conjunto também convexo, pode-se determinar se a desigualdade matricial acima é negativa definida em um conjunto finito de pontos. Quando a incerteza é do tipo politópica este conjunto de pontos é caracterizado pelos vértices do politopo Λ . Em outras palavras:

$$\mathbf{A}(\lambda(t))^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}(\lambda(t)) < 0, \quad \forall \lambda(t) \in \mathcal{V}(\Lambda) \quad (2.10)$$

onde $\mathcal{V}(\Lambda)$ representa o conjunto dos vértices de Λ .

No caso da incerteza limitada em norma, obtém-se que:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + (\mathbf{H} \boldsymbol{\Xi}(t) \mathbf{X})^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{H} \boldsymbol{\Xi}(t) \mathbf{X} < 0, \quad \forall \boldsymbol{\Xi}(t) \text{ tal que } \|\boldsymbol{\Xi}(t)\| \leq 1$$

Para verificar numericamente a expressão acima, utiliza-se o seguinte resultado da álgebra matricial [71]:

$$(\mathbf{H} \boldsymbol{\Xi}(t) \mathbf{X})^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{H} \boldsymbol{\Xi}(t) \mathbf{X}) \leq \nu \mathbf{P} \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{P} + \nu^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{X}, \quad \forall \boldsymbol{\Xi}(t) \text{ tal que } \|\boldsymbol{\Xi}(t)\| \leq 1 \quad (2.11)$$

para obter a seguinte condição suficiente

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \nu \mathbf{P} \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{P} + \nu^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{X} < 0 \quad (2.12)$$

onde ν é um escalar positivo. A condição acima, como detalhado posteriormente neste capítulo, é numericamente tratável.

Ressalta-se que em várias referências na literatura de controle robusto utilizam funções de Lyapunov dependente de parâmetros, e.g.: $V(x) = x(t)^T \mathbf{P}(\lambda(t)) x(t)$, por levarem a testes de estabilidade menos conservadores [73]. Neste caso, torna-se necessário conhecer a taxa de variação da incerteza $\dot{\lambda}(t) = d\lambda(t)/dt$ na verificação da condição $\dot{V}(x) < 0$. Nesta dissertação, considera-se uma função de Lyapunov quadrática independente de parâmetros permitindo que $\lambda(t)$ varie arbitrariamente ao longo do tempo.

2.3 Sistemas com Atraso no Estado

A análise de estabilidade de sistemas lineares com atraso nos estados tem sido um importante objeto de estudo nos últimos anos. O interesse nessa classe de sistemas é justificado não apenas por serem largamente encontrados elementos de atraso em problemas de engenharia, mas principalmente pelos efeitos negativos que o atraso de tempo exerce sobre a estabilidade de sistemas. Aliado ao atraso, a presença de incertezas nos parâmetros do sistema torna a tarefa de verificar a estabilidade ainda mais complexa. Uma das abordagens mais utilizadas na análise da estabilidade desta classe de sistemas é através dos funcionais de Lyapunov-Krasovskii [78], o qual podemos considerar como uma extensão da teoria de Lyapunov para sistemas com atraso.

Basicamente existem dois tipos de condições de estabilidade para sistemas lineares com atraso nos estados: as condições que são dependentes do atraso e as que são independentes do atraso. No primeiro caso, a estabilidade é garantida para todo valor de atraso $\tau \in [0, \bar{\tau}]$, onde $\bar{\tau}$ representa o valor máximo do atraso τ . As condições independentes do atraso, quando satisfeitas, garantem a estabilidade de sistemas com atraso para qualquer valor do atraso τ . Em geral, a estabilidade dependente do atraso é considerada menos conservadora do que o caso independente do atraso ao custo de uma maior complexidade [72]. Nesta dissertação, considera-se uma condição de estabilidade independente do atraso devido a simplicidade da verificação de estabilidade apesar do atraso, inserido pelo Controlador Repetitivo, ser perfeitamente conhecido.

A classe de sistemas lineares incertos com atraso no estado pode ser definida conforme a seguinte representação

$$\begin{cases} \dot{x}(t) &= \mathbf{A}(\lambda)x(t) + \mathbf{A}_d(\lambda)x(t-\tau) \\ x(t) &= \phi(t), \quad t \in [-\tau, 0], \quad \lambda \in \Lambda \end{cases} \quad (2.13)$$

onde $x(t)$ representa o vetor de estados do sistema sem atraso, $x(t-\tau)$ é o vetor de estados com atraso de τ segundos, $\phi(t)$ é a função inicial no intervalo $[-\tau, 0]$ e λ é o vetor de incertezas. As matrizes \mathbf{A} e \mathbf{A}_d , possivelmente incertas, representam a dinâmica do sistema sem e com atraso, respectivamente. Nesta dissertação, supõe-se que a matriz \mathbf{A} seja incerta e que a matriz \mathbf{A}_d seja constante.

Estabilidade por Lyapunov-Krasovskii

Em sistemas lineares incertos sem atraso no estado, o método de Lyapunov é uma forma efetiva de determinação da estabilidade robusta do sistema, onde através de uma função $V(x)$ quantifica-se o desvio entre os estados e a solução trivial 0 (ponto de equilíbrio do sistema). Para sistemas lineares submetidos a atraso nos estados, a análise é determinada seguindo os mesmos princípios, porém o conceito de estado inicial é substituído pela função inicial $\phi(t)$ no intervalo $[-\tau, 0]$. Uma extensão natural da função de Lyapunov para sistemas com atraso são os funcionais de Lyapunov-Krasovskii.

Nesta dissertação, utiliza-se a abordagem independente do atraso para a análise da estabilidade do sistema, e neste caso considera-se o seguinte funcional de Lyapunov-Krasovskii [79]:

$$V(x) = x(t)^T \mathbf{P}x(t) + \int_{t-\tau}^t x(\theta)^T \mathbf{Q}x(\theta) d\theta \quad (2.14)$$

onde \mathbf{P} e \mathbf{Q} são matrizes simétricas a serem determinadas. A matriz \mathbf{Q} foi inserida para que seja levado em consideração, na análise de estabilidade do sistema, os estados com atraso.

A verificação da estabilidade do sistema (2.13) segue os mesmos passos do caso sem atraso. Em outras palavras, esse sistema (supondo que \mathbf{A}_d seja constante) é assintoticamente estável se existirem matrizes \mathbf{P} e \mathbf{Q} simétricas definidas positivas tais que a derivada temporal de $V(x)$ seja negativa definida para todo $\lambda \in \Lambda$, onde

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \dot{x}(t)^T \mathbf{P}x(t) + x(t)^T \mathbf{P}\dot{x}(t) + x(t)^T \mathbf{Q}x(t) - x(t-\tau)^T \mathbf{Q}x(t-\tau) \\ &= x(t)^T (\mathbf{A}(\lambda)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}(\lambda) + \mathbf{Q}) x(t) + 2x(t)^T \mathbf{P}\mathbf{A}_d x(t-\tau) - x(t-\tau)^T \mathbf{Q}x(t-\tau) \end{aligned} \quad (2.15)$$

2.4 Formulação LMI

As condições de estabilidade por Lyapunov e Lyapunov-Krasovskii são de difícil solução analítica, sendo portanto métodos que necessitam de uma solução numérica para aplicações práticas. Uma das formulações do problema mais empregadas na teoria de sistemas robustos (e que permite uma solução numérica) é conhecida por desigualdades matriciais lineares (ou *LMIs*). Nesta formulação, as variáveis de decisão são matrizes que aparecem de forma linear no

problema de controle como, por exemplo, na condição de estabilidade em (2.9), onde $\mathbf{P} > 0$ é a variável de decisão que aparece de forma linear na desigualdade matricial. Esta formulação possui grande flexibilidade e pode ser aplicada em uma grande diversidade de problemas de controle. Entre as principais características desta formulação, destacam-se:

1. O conjunto das soluções de uma *LMI* é convexo.
2. Várias restrições na forma *LMI* podem ser reescritas como uma única restrição *LMI*.
3. Existem vários pacotes computacionais eficientes dedicados a edição (por exemplo, o *Yalmip* [80]) e resolução de problemas na forma *LMI* (por exemplo, *SeDuMi* [81] e *SDPT3* [82]).

Uma consequência direta das propriedades acima, refere-se ao teste de estabilidade em (2.10) para a análise de estabilidade de sistemas incertos variantes no tempo. Esta condição pode ser verificada diretamente através dos pacotes computacionais acima citados. Observe que neste teste de estabilidade a variável de decisão é a matriz \mathbf{P} que aparece de forma linear na desigualdade matricial. Além disso, por convexidade, esta condição é satisfeita para todo $\lambda \in \Lambda$ se existir uma matriz $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ que satisfaz simultaneamente a *LMI* em (2.10) para todo $\lambda \in \mathcal{V}(\Lambda)$.

Para exemplificar o procedimento da obtenção da formulação *LMI*, considere o teste de estabilidade de sistemas com atraso por Lyapunov-Krasovskii para um sistema incerto na forma politópica. Este sistema é assintoticamente estável para qualquer valor de atraso τ se existirem matrizes $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ e $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0$ tais que a expressão em (2.15) seja definida negativa. Manipulando a expressão em (2.15), obtém-se a seguinte expressão:

$$\xi(t)' \mathbf{M}(\mathbf{P}, \mathbf{Q}, \lambda) \xi(t) < 0, \quad (2.16)$$

onde

$$\mathbf{M}(\mathbf{P}, \mathbf{Q}, \lambda) = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}(\lambda)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}(\lambda) + \mathbf{Q}) & \mathbf{P} \mathbf{A}_d \\ \mathbf{A}_d^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix}, \quad \xi(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-\tau) \end{bmatrix}$$

A condição (2.16) é satisfeita para todo $\lambda \in \Lambda$ se e somente se $\mathbf{M}(\mathbf{P}, \mathbf{Q}, \lambda) < 0$ para todo $\lambda \in \mathcal{V}(\Lambda)$. Note que as variáveis de decisão \mathbf{P} e \mathbf{Q} aparecem de forma linear em $\mathbf{M}(\mathbf{P}, \mathbf{Q}, \lambda)$.

No entanto, frequentemente, condições convexas não aparecem diretamente na forma *LMI* e, neste caso, deve-se manipular algebricamente a expressão para obter uma formulação *LMI*. Por exemplo, a restrição em (2.12) não é uma *LMI* em \mathbf{P} e ν , pois estas variáveis aparecem de forma não linear na desigualdade. Entretanto, esta condição pode ser transformada em uma *LMI* utilizando um resultado da álgebra matricial conhecido como complemento de *Schur* como demonstrado mais tarde neste capítulo.

Definição Formal de uma LMI

Uma *LMI* é definida formalmente como uma desigualdade matricial do tipo $\mathbf{F}(g) > 0$, na qual $\mathbf{F}(g) : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^{q \times q}$ é uma matriz simétrica e afim nas variáveis de busca que são representadas pelo vetor $g \in \mathbb{R}^m$. Dessa forma, uma *LMI* pode ser genericamente representada na seguinte forma:

$$\mathbf{F}(g) := \mathbf{F}_0 + \sum_{i=1}^m g_i \mathbf{F}_i > 0, \text{ onde } g = \begin{bmatrix} g_1 \\ \vdots \\ g_m \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Na representação (2.17), tem-se que \mathbf{F}_i são matrizes dadas e g_i são variáveis escalares a serem determinadas de forma a satisfazer a desigualdade. Existindo uma solução g satisfazendo $\mathbf{F}(g) > 0$ diz-se que a *LMI* é factível. Como exemplificado em (2.16), as variáveis de decisão são geralmente matrizes em uma *LMI* e dificilmente um problema de controle se encontra na sua forma genérica afim como definida em (2.17), representação esta utilizada pela maioria dos *LMI-Solvers*. No entanto, sempre é possível reescrever as variáveis de decisão matriciais em variáveis escalares. A translação entre as duas representações é feita por programas dedicados denominados de *parsers*, que traduzem o problema *LMI* para a formulação genérica e também servem como uma interface para os *solvers*. Nesta dissertação, utiliza-se o *parser Yalmip* em conjunto com o *solver* do *LMI Control Toolbox* do *Matlab*®.

Complemento de Schur

Algumas desigualdades matriciais convexas são não lineares nas variáveis de decisão, por exemplo, a condição apresentada em (2.12). Entretanto, esta condição pode ser convertida para a formulação *LMI* através do complemento de *Schur*, sendo esta, uma ferramenta bastante utilizada na manipulação algébrica de matrizes [72].

Sejam $\mathbf{N} = \mathbf{N}^T$, $\mathbf{M} = \mathbf{M}^T$ e \mathbf{R} matrizes reais com dimensões apropriadas. Então, as seguintes relações (2.18) são equivalentes:

$$\begin{aligned} (i) \quad & \mathbf{N} > 0 \text{ e } \mathbf{M} - \mathbf{R}\mathbf{N}^{-1}\mathbf{R}^T > 0 \\ (ii) \quad & \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{R} \\ \mathbf{R}^T & \mathbf{N} \end{bmatrix} > 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Note que em (i) a expressão $\mathbf{M} - \mathbf{R}\mathbf{N}^{-1}\mathbf{R}^T$ não é linear em relação as matrizes \mathbf{R} e \mathbf{N} . Entretanto, na desigualdade em (ii) as matrizes \mathbf{R} e \mathbf{N} aparecem de forma linear. Para exemplificar a aplicação desta ferramenta, considere a expressão em (2.12), isto é:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \nu \mathbf{P} \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{P} + \nu^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{X} < 0$$

Aplicando o complemento de *Schur* e redefinindo $\nu = \mu^{-1}$ leva a uma *LMI* em \mathbf{P} e μ . Em particular, definindo $\mathbf{M} = \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \nu^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{X} = \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mu \mathbf{X}^T \mathbf{X}$, $\mathbf{R} = \mathbf{P} \mathbf{H}$ e $\mathbf{N} = \nu \mathbf{I} = \mu^{-1} \mathbf{I}$, sendo \mathbf{I} a matriz identidade com dimensões apropriadas, obtém-se a seguinte desigualdade pelo complemento de *Schur*

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mu \mathbf{X}^T \mathbf{X} & \mathbf{P} \mathbf{H} \\ \mathbf{H}^T \mathbf{P} & -\mu \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0$$

que é uma *LMI* em \mathbf{P} e μ . Se existir uma solução factível para a desigualdade acima, então a condição em (2.12) é satisfeita para $\nu = \mu^{-1}$.

Problema de Otimização Convexa

Em muitos problemas de controle não deseja-se apenas uma solução que estabilize o sistema de controle, mas busca-se uma solução que minimize uma determinada função custo que representa um requisito de desempenho do sistema de controle. Por exemplo, o clássico controlador LQR é uma solução que estabiliza uma função custo que é a energia ponderada dos estados e do sinal de controle.

Esta classe de problemas também pode ser solucionada pela formulação *LMI*. A grande maioria dos *solvers* de *LMIs* conseguem obter solução para o seguinte problema de otimização

$$\min_g d^T g \text{ sujeito a } \mathbf{F}(g) > 0 \quad (2.19)$$

onde o vetor $g \in \mathbb{R}^m$ representa as variáveis de decisão, $\mathbf{F}(g) > 0$ é um conjunto de restrições na forma *LMI*, $d \in \mathbb{R}^m$ é um dado vetor, e $d^T g$ representa a função custo a ser minimizada.

O problema acima é conhecido como um problema de otimização convexo, pois a função objetivo é linear em g e o conjunto das possíveis soluções da restrição *LMI* é convexo e, portanto, tem um mínimo global. Destaca-se que todos os *solvers* citados anteriormente conseguem tratar a classe de problemas de otimização definida em (2.19).

2.5 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados de forma resumida os principais conceitos utilizados no desenvolvimento dessa dissertação. Foram apresentadas as principais características dos sistemas lineares incertos e dos sistemas com atraso no estado. A análise de estabilidade pela teoria de Lyapunov para sistemas incertos e por funcionais de Lyapunov-Krasovskii para sistemas com atraso foi também apresentada, bem como exemplificou-se a obtenção da formulação *LMI* e a aplicação de algumas ferramentas de manipulação algébrica, como o complemento de *Schur*.

Capítulo 3

Projeto do Controlador Repetitivo

Neste Capítulo é desenvolvido o modelo matemático do conversor utilizando o modelo médio do inversor, supondo modulação *PWM* senoidal (do termo em inglês *Pulse Width Modulation*) e carga linear (outros tipos de carga são modeladas como perturbações). Este modelo é descrito por variáveis de estado considerando os estados do sistema e do Controlador Repetitivo para duas configurações diferentes como detalhado a seguir neste capítulo. Para o projeto do controlador, consideram-se funcionais de Lyapunov-Krasovskii para garantir a estabilidade em malha fechada na presença do atraso do Controlador Repetitivo. Também, consideram-se as seguintes especificações de desempenho: (i) taxa de decaimento exponencial, e (ii) minimização do esforço de controle visando evitar a saturação do sinal de controle.

3.1 Modelo Dinâmico do Inversor CC-CA

A obtenção do modelo matemático do inversor será realizada a partir do equacionamento das grandezas de interesse que, nesse caso, são a tensão no capacitor e a corrente no indutor do filtro de saída. Esse equacionamento é baseado no diagrama elétrico representado na Figura 3.1, onde nota-se que o inversor utiliza uma configuração do tipo *half-bridge*.

A tensão senoidal na saída do conversor é obtida aplicando às chaves uma modulação do tipo *PWM* senoidal [83]. Como a frequência de comutação (ou chaveamento) do conversor é muito superior à frequência do sinal modulado, considera-se geralmente o modelo médio do conversor no espaço de estados [84]. O modelo médio preserva as características de baixa frequência do sistema, sendo que no domínio contínuo as trajetórias do modelo médio se aproximam das trajetórias das variáveis lentas do sistema original [85].

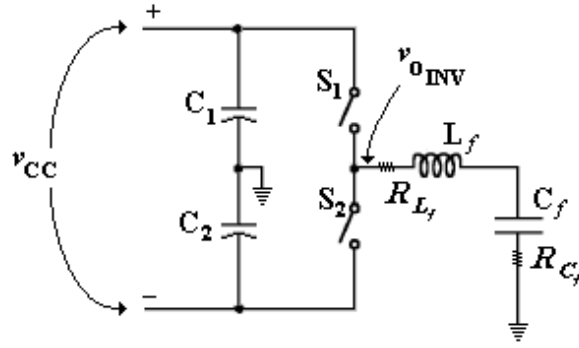


Figura 3.1: Diagrama elétrico do inversor

Considere a seguinte função de chaveamento:

$$S = \begin{cases} 1 & v_{CON} > v_{TRI} : S_1 \text{ on e } S_2 \text{ off} \Rightarrow v_{o_{INV}} = v_{CC}/2 \\ 0 & v_{CON} < v_{TRI} : S_1 \text{ off e } S_2 \text{ on} \Rightarrow v_{o_{INV}} = -v_{CC}/2 \end{cases} \quad (3.1)$$

Aplicando a lei de chaveamento S , como definido em (3.1), produz uma tensão $v_{o_{INV}}$ descontínua na entrada do filtro passa baixa LC , conforme mostra a Figura 3.2. Para evitar um modelo descontínuo para o inversor, adota-se o valor médio no período de chaveamento. Desta forma, a tensão média $v_{o_{INV}}^-$ é dada por

$$v_{o_{INV}}^- = v_{CC} \frac{d_C}{2} \quad , \quad d_C = \frac{v_{CON}}{v_{TRI}} \quad (3.2)$$

onde d_C representa a razão cíclica.

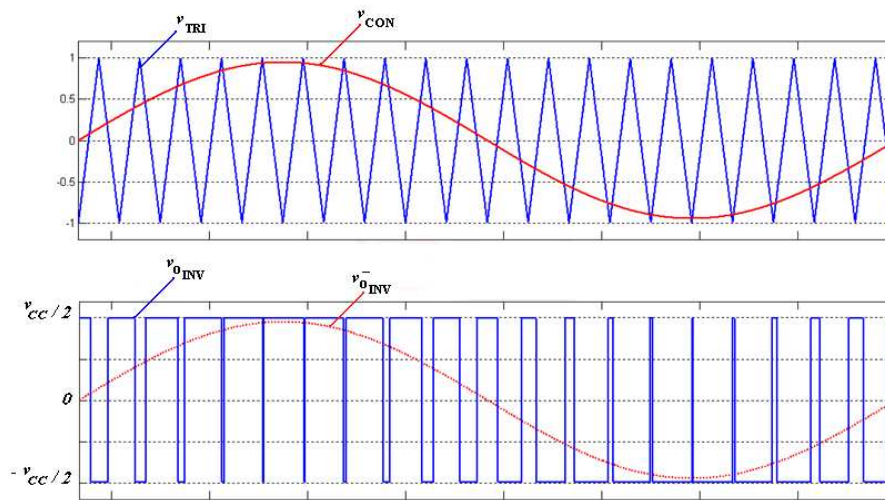


Figura 3.2: Modulação PWM do inversor

A função de transferência do sinal de entrada do modulador (no caso, o sinal de controle v_{CON}) para o valor médio da tensão na saída do inversor ($v_{o_{INV}}^-$) é dada pela seguinte expres-

são [86, 61]:

$$K_{PWM} = \frac{v_{oINV}^-}{v_{CON}} = \frac{v_{CC}}{2v_{TRI}} \quad (3.3)$$

Em outras palavras, ao considerar-se o modelo médio do inversor, pode-se representar todo o conjunto de chaves e o modulador PWM por um simples ganho estático (K_{PWM}) que multiplica o sinal de controle. Desta forma, a dinâmica do inversor é basicamente composta pela dinâmica do filtro de saída LC e pela carga. Portanto, torna-se necessário definir, além do modelo matemático do conversor, o modelo da carga que será considerada no projeto do controlador.

Neste trabalho, considera-se que as cargas presentes no modelo são basicamente lineares, i.e., a corrente possui forma de onda senoidal e em fase com a tensão, e representadas pela admitância Y_O , suposta incerta mas com limites conhecidos. Isto é, a carga não é conhecida, e possivelmente variante no tempo, mas com valores máximo e mínimo previamente conhecidos. O valor máximo da admitância representa o valor nominal da carga do inversor e o valor mínimo é a carga mínima necessária para a operação do sistema a vazio. Portanto, a carga é vista como uma incerteza do modelo a qual pode ser definida pela relação abaixo:

$$Y_O(t) \in \Delta, \Delta := \{Y_O(t) : Y_{MIN} \leq Y_O(t) \leq Y_{MAX}\} \quad (3.4)$$

Para simplificar a notação, a admitância $Y_O(t)$ é frequentemente representada sem a dependência temporal.

Como discutido nos capítulos anteriores, as cargas de informática são basicamente compostas por um retificador com filtro capacitivo [3]. Essas cargas drenam correntes com elevado conteúdo harmônico, e por este motivo também são denominadas como cargas não lineares. Para evitar a utilização de um modelo não linear descontínuo, a dinâmica desse tipo de carga poderia ser representada utilizando uma decomposição harmônica da corrente através da série trigonométrica de Fourier. Neste caso, a carga é equivalente a uma série infinita de admitâncias. Na prática, pode-se considerar apenas as admitâncias mais significativas (em termos de consumo de potência). Tipicamente, neste tipo de carga, as componentes mais significativas são a 3^a , 5^a , 7^a e 9^a harmônicas o que levaria a um modelo de ordem elevada. Além disso, nesta dissertação, utiliza-se uma realimentação de estados para assegurar a estabilidade em malha fechada o que seria inviabilizado pois os estados da carga não linear não estão disponíveis para a realimentação.

Para contornar este problema, a carga não linear nesta dissertação é modelada como um distúrbio de corrente (representado por uma fonte de corrente i_d na saída do inversor) em relação ao modelo do inversor com carga linear. Note que, pelo princípio do modelo interno, o Controlador Repetitivo faz com que o sistema de controle tenha capacidade de rejeitar em regime permanente os distúrbios de carga na frequência fundamental e em seus múltiplos inteiros

(harmônicos). Desta forma, a simplificação do modelo a ser utilizada nesta dissertação não insere erro em regime permanente.

O modelo matemático para o filtro passa baixa LC de segunda ordem será expresso através da representação por espaço de estados. Nessa representação, as variáveis permanecem sob o domínio do tempo, ao contrário das representações por função de transferência no domínio da frequência. O modelo por espaço de estados descreve o comportamento dinâmico dos estados do sistema [13], que nessa dissertação são a corrente no indutor (i_{L_f}) e a tensão no capacitor (v_{C_f}) do filtro de saída. Esta definição de estados não necessita de sensores adicionais, pois na grande maioria dos inversores CC-CA utilizados em sistemas UPS existem sensores para a medição dessas grandezas, seja para controle ou proteção.

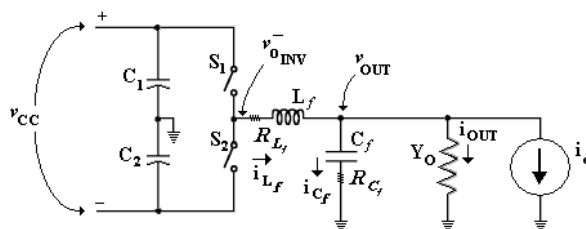


Figura 3.3: Diagrama elétrico do inversor e carga

O modelo matemático é obtido através da aplicação das Leis de Kirchhoff ao filtro em conjunto com a carga linear, como ilustrado na Figura 3.3. A primeira equação é obtida aplicando a lei dos nós, de acordo com o sentido definido para as correntes do sistema, como apresentado a seguir:

$$i_{L_f} = i_{C_f} + i_{OUT} + i_d \quad (3.5)$$

A segunda equação que define o sistema é obtida pela utilização da lei das malhas. Neste ponto, considera-se o modelo completo com inclusão da resistência interna do indutor (R_{L_f}) e do capacitor (R_{C_f}) do filtro de saída. Partindo da equação (3.6) e substituindo em (3.7), chega-se as seguintes equações:

$$K_{PWM}v_{CON} = v_{L_f} + v_{R_{L_f}} + v_{OUT} \quad (3.6)$$

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

$$K_{PWM}v_{CON} = v_{L_f} + v_{R_{L_f}} + v_{C_f} + v_{R_{C_f}} \quad (3.8)$$

As duas equações básicas do sistema (3.5) e (3.8) precisam ser manipuladas para adequá-las a representação por espaço de estados. A queda de tensão na resistência interna do indutor é

proporcional à corrente que circula por ele, assim como a queda de tensão na resistência interna do capacitor. Dessa forma, são definidas as equações (3.9) e (3.10).

$$v_{R_{L_f}} = R_{L_f} i_{L_f} \quad (3.9)$$

$$v_{R_{C_f}} = R_{C_f} i_{C_f} \quad (3.10)$$

As equações que representam a tensão sobre o indutor, a corrente no capacitor e a corrente na carga também são mostradas respectivamente em (3.11), (3.12) e (3.13).

$$v_{L_f} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.11)$$

$$i_{C_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} \quad (3.12)$$

$$i_{OUT} = v_{OUT} Y_O = (v_{C_f} + v_{R_{C_f}}) Y_O \quad (3.13)$$

Realizadas todas as operações iniciais necessárias, será manipulada da equação (3.5) substituindo (3.12), (3.13) e (3.10). Dessa forma, é obtida a equação (3.14).

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

Substituindo novamente (3.12) em (3.14) é obtida a equação (3.15).

$$i_{L_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} + \left(v_{C_f} + R_{C_f} C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} \right) Y_O + i_d \quad (3.15)$$

Desagrupando os termos da equação (3.15) obtém-se (3.16).

$$i_{L_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} + v_{C_f} Y_O + R_{C_f} C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} Y_O + i_d \quad (3.16)$$

Reagrupando a equação (3.16) em função da tensão no capacitor (v_{C_f}) e sua derivada temporal de primeira ordem, é obtida a equação (3.17).

$$i_{L_f} = \frac{dv_{C_f}}{dt} (C_f + C_f R_{C_f} Y_O) + v_{C_f} Y_O + i_d \quad (3.17)$$

De posse do sistema representado por uma das variáveis de estado (tensão no capacitor) e sua derivada, é possível manipular a equação (3.17) de forma a obter a primeira equação de estado representada por (3.19).

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} (C_f + C_f R_{C_f} Y_O) = i_{L_f} - v_{C_f} Y_O - i_d \quad (3.18)$$

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{i_{L_f}}{(C_f + C_f R_{C_f} Y_O)} - \frac{v_{C_f} Y_O}{(C_f + C_f R_{C_f} Y_O)} - \frac{i_d}{(C_f + C_f R_{C_f} Y_O)} \quad (3.19)$$

Obtida a primeira equação de estado a partir da lei dos nós aplicada ao sistema, será iniciado o processo para obtenção da segunda equação de estado com base agora na lei das malhas, dada pela equação (3.8). Utilizando o estudo já realizado, inicia-se a manipulação da equação substituindo (3.11), (3.9) e (3.10) chegando-se a expressão (3.20).

$$K_{PWM}v_{CON} = L_f \frac{di_{Lf}}{dt} + R_{Lf}i_{Lf} + v_{Cf} + R_{Cf}i_{Cf} \quad (3.20)$$

Substituindo a equação (3.12) em (3.20) obtém-se a expressão (3.21).

$$K_{PWM}v_{CON} = L_f \frac{di_{Lf}}{dt} + R_{Lf}i_{Lf} + v_{Cf} + R_{Cf}C_f \frac{dv_{Cf}}{dt} \quad (3.21)$$

Como a equação (3.21) leva em conta a derivada da tensão no capacitor, pode ser utilizada a equação (3.19) obtendo-se a expressão (3.22).

$$\begin{aligned} K_{PWM}v_{CON} &= L_f \frac{di_{Lf}}{dt} + i_{Lf}R_{Lf} + v_{Cf} \\ &+ C_f R_{Cf} \left(\frac{i_{Lf}}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} - \frac{v_{Cf} Y_O}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} - \frac{i_d}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Reagrupando a equação (3.22) em função das tensões e correntes envolvidas no sistema é obtida a equação (3.23).

$$\begin{aligned} K_{PWM}v_{CON} &= L_f \frac{di_{Lf}}{dt} + i_{Lf} \left(R_{Lf} + \frac{C_f R_{Cf}}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) \\ &+ V_{Cf} \left(1 - \frac{C_f R_{Cf} Y_O}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) - i_d \left(\frac{C_f R_{Cf}}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Considerando a corrente no indutor como a variável de estado da segunda equação do sistema e realizando as manipulações necessárias, chega-se a equação (3.24).

$$\begin{aligned} \frac{di_{Lf}}{dt} &= -\frac{i_{Lf}}{L_f} \left(R_{Lf} + \frac{C_f R_{Cf}}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) - \frac{v_{Cf}}{L_f} \left(1 - \frac{C_f R_{Cf} Y_O}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) \\ &+ \frac{i_d}{L_f} \left(\frac{C_f R_{Cf}}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) + \frac{K_{PWM}v_{CON}}{L_f} \end{aligned} \quad (3.24)$$

O valor médio da tensão na saída do inversor (v_{oINV}) foi substituído pelo ganho equivalente do inversor (K_{PWM}) multiplicado pelo sinal de controle (v_{CON}). Relembrando, a corrente de distúrbio (i_d) é uma variável externa ao sistema e, desta forma, essa variável é considerada como uma nova entrada ao modelo por espaço de estados do sistema, como representado a seguir:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A}_\Delta x + \mathbf{B}u + \mathbf{E}w \\ y &= \mathbf{C}x \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde x é o vetor de estados do sistema composto pela corrente no indutor ($x_1 = i_{Lf}$) e pela tensão no capacitor ($x_2 = v_{Cf}$) do filtro de saída, isto é:

$$x = [x_1 \quad x_2]^T \quad (3.26)$$

A entrada do sistema é composta pelo sinal de controle, i.e., $u = v_{CON}$. O vetor de distúrbios é formado apenas pela corrente de distúrbio¹ ($w = i_d$). A variável de saída é a tensão no capacitor ($y = v_{Cf}$).

A partir das equações apresentadas em (3.19) e (3.24), obtém-se as matrizes do sistema como apresentado a seguir:

$$\mathbf{A}_\Delta = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} \left(R_{Lf} + \frac{C_f R_{Cf}}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) & -\frac{1}{L_f} \left(1 - \frac{C_f R_{Cf} Y_O}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) \\ \frac{1}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} & -\frac{Y_O}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \left(\frac{C_f R_{Cf}}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \right) \\ -\frac{1}{(C_f + C_f R_{Cf} Y_O)} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Nesta dissertação, utiliza-se uma descrição em norma da incerteza representada por Y_O . Como a descrição por limitação em norma necessita de um intervalo de variação da incerteza simétrico, definem-se o valor médio ($Y_{O_{med}}$) e a variação (ΔY_O) da incerteza como dado a seguir:

$$Y_{O_{med}} = \frac{Y_{MAX} + Y_{MIN}}{2}$$

$$\Delta Y_O = \frac{Y_{MAX} - Y_{MIN}}{2} \quad (3.28)$$

Além disso, em função do uso de capacitores com baixo *ESR* (do termo em inglês *Equivalent Series Resistance*) no filtro *LC* de saída, o sistema pode ser simplificado considerando nula a resistência interna do capacitor C_f , ou seja, $R_{Cf} = 0$. Logo, a matriz \mathbf{A}_Δ , definida em (3.27), torna-se uma matriz afim em Y_O o que simplifica a descrição da incerteza limitada em norma.

Levando em conta as considerações acima, a matriz \mathbf{A}_Δ do sistema pode ser reescrita na forma $\mathbf{A}_\Delta = \mathbf{A} + \Delta\mathbf{A}$, onde a matriz \mathbf{A} passa a ser formada pelos termos conhecidos e a matriz $\Delta\mathbf{A}$ composta pelos termos incertos do sistema.

Portanto, as matrizes da representação por espaço de estados do sistema são definidas como:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_{O_{med}}}{C_f} \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{\pm\Delta Y_O}{C_f} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

As simplificações acima, permitem facilmente reescrever a matriz incerta na forma $\Delta\mathbf{A}(Y_O) = \mathbf{H}\Xi(t)\mathbf{X}$, onde as matrizes \mathbf{H} e \mathbf{X} são matrizes reais conhecidas (definindo a estrutura da incerteza) e $\Xi(t)$ é uma função que representa a conexão da carga na saída da *UPS*, cujos elementos

¹Este modelo também permite, por exemplo, modelar variações na tensão do barramento CC como distúrbios.

satisfazem a relação $\|\Xi(t)\| \leq 1$. Por inspeção, as matrizes \mathbf{H} e \mathbf{X} são dadas por:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Delta Y_O}{C_f} \end{bmatrix}, \text{ e } \mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

3.2 Estrutura do Controlador Proposto

Conforme já comentado nos capítulos anteriores, o Controlador Repetitivo não possui um bom desempenho dinâmico quando submetido a distúrbios exógenos não periódicos. Em contrapartida, possui uma forte capacidade de atenuar distúrbios periódicos para uma frequência definida e também para os seus múltiplos inteiros.

Dessa forma, um controlador constituído apenas de uma ação repetitiva terá desempenho pobre para distúrbios na sua variável de saída. Na aplicação utilizada nessa dissertação, não apenas a atenuação de distúrbios periódicos se faz necessária, mas também um bom desempenho dinâmico, necessário para manter a alimentação de cargas críticas.

Para melhorar o desempenho do sistema em malha fechada, o controle aplicado ao inversor foi realizado com uma realimentação direta dos estados do sistema, aliada a uma ação repetitiva, conforme mostra a Figura 3.4.

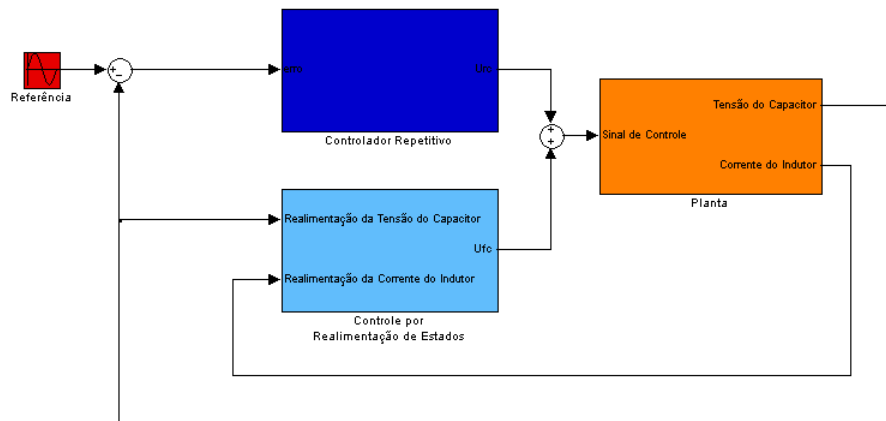


Figura 3.4: Controle aplicado ao inversor CC-CA

3.3 Modelo por Variáveis de Estado do Controlador Repetitivo

Após ser obtida a representação do sistema por espaço de estados, será utilizada a mesma representação para o Controlador Repetitivo. Essa representação possibilita a utilização do modelo aumentado do sistema, sendo consideradas duas realizações diferentes do controlador. Foram utilizadas duas diferentes realizações de forma a simplificar a obtenção do modelo por variáveis de estado, não havendo nenhuma restrição à utilização dessas duas realizações.

Na primeira realização, foi adicionado um filtro passa baixa na saída do controlador. Dessa forma, foi possível obter na saída do modelo o próprio estado do controlador. Na segunda realização, foi utilizado um Controlador Repetitivo padrão, sendo apenas realizadas algumas manipulações algébricas.

Em todas as realizações será utilizada a versão modificada do Controlador Repetitivo (3.31), a qual inclui um filtro passa baixa para estabilizar o sistema, sendo ω_{RC} a frequência de corte do filtro $q(s)$. Vale ressaltar que o filtro $q(s)$ possui um papel fundamental na representação por espaço de estados pois introduz a dinâmica responsável pela determinação de \dot{x}_{RC} .

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{1 - q(s)e^{-sT}} \quad \text{sendo} \quad q(s) = \frac{\omega_{RC}}{s + \omega_{RC}} \quad (3.31)$$

3.3.1 Realização 1

A topologia do controlador utilizado na Realização 1 pode ser observada através da Figura 3.5, onde os ganhos para a realimentação de estados da planta são dados por k_1 e k_2 e o ganho do Controlador Repetitivo é dado por k_3 .

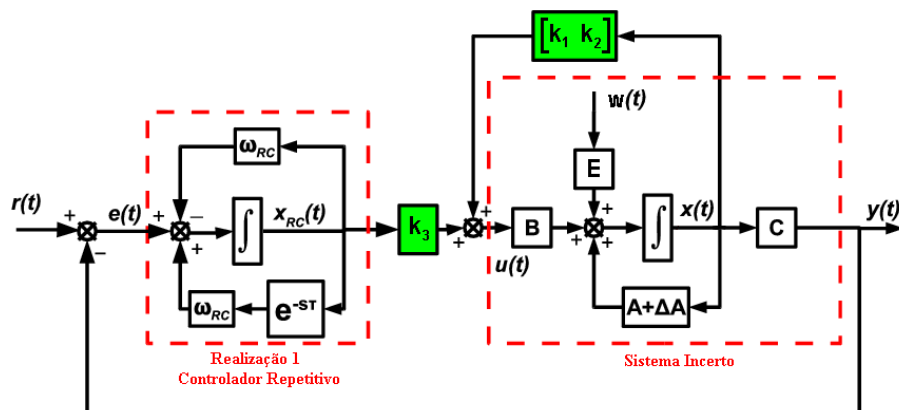


Figura 3.5: Topologia do Controlador Repetitivo utilizado na Realização 1

Essa representação foi obtida incluindo-se um filtro passa baixa adicional na saída do Controlador Repetitivo, conforme mostra (3.32).

$$G_{RC_1}(s) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_{RC}}{s + \omega_{RC}} e^{-sT}} \frac{1}{s + \omega_{RC}} \quad (3.32)$$

Manipulando os blocos que compõem a Realização 1, chegamos na realização apresentada na Figura 3.5, sendo a sua representação em espaço de estados mostrada em (3.33), com $x_{RC}(t) \in \mathbb{R}$.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{RC}(t) &= -\omega_{RC}x_{RC}(t) + \omega_{RC}x_{RC}(t - T) + e(t) \\ y_{RC}(t) &= x_{RC}(t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Considerando um sinal de controle dado por $u(t) = k_3 y_{RC}(t)$, onde k_3 é o ganho a ser definido, a nova função de transferência de $e(t)$ para $u(t)$ será dada por (3.34).

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_{RC}}{s + \omega_{RC}} e^{-sT}} \frac{k_3}{s + \omega_{RC}} \quad (3.34)$$

A resposta em frequência de (3.34) pode ser observada na Figura 3.6. Verifica-se que o ganho em frequências múltiplas inteiras de $\omega_r = 2\pi/T$ é elevado, porém não é infinito. Esta redução na amplitude do pico nos múltiplos inteiros de ω_r produz no sistema um erro para o seguimento de uma referência com frequência ω_r , devido a dinâmica do filtro passa baixa do Controlador Repetitivo, estando diretamente relacionada ao valor da sua frequência de corte ω_{RC} .

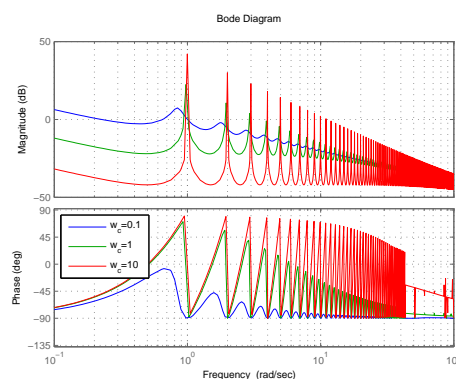


Figura 3.6: Diagrama de Bode para a Realização 1

Para considerar a dinâmica do Controlador Repetitivo no sistema em malha fechada, é introduzido o vetor de estados aumentado (3.35).

$$x_a(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x_{RC}(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3 \quad (3.35)$$

Baseando-se na representação por espaço de estados do sistema original, dado por (3.25), e da Realização 1 do Controlador Repetitivo, (3.33), temos a representação do sistema aumentado.

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) &= (\mathbf{A}_a + \Delta\mathbf{A}_a)x_a(t) + \mathbf{A}_{d_a}x_a(t - T) + \mathbf{B}_au(t) + \mathbf{E}_ad(t) \\ d(t) &= [r(t)^T \ w(t)^T]^T \in \mathbb{R}^2 \end{aligned} \quad (3.36)$$

As matrizes do sistema aumentado (3.36) para a Realização 1 são apresentadas a seguir.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_a &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ -\mathbf{C} & -\omega_{RC} \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix}, \\ \Delta\mathbf{A}_a &= \mathbf{H}_a\Xi(t)\mathbf{X}_a, \quad \mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_a^T = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^T \\ \mathbf{0}_{2 \times 1}^T \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\mathbf{A}_{d_a} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \omega_{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{E}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{E} \\ 1 & \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix}$$

Sendo assim, para estabilizar o sistema em malha fechada (3.36), considera-se a realimentação estática de estados conforme (3.37).

$$u(t) = k_1 x_1(t) + k_2 x_2(t) + k_3 y_{rc}(t) = K x_a(t) \quad (3.37)$$

O vetor de ganhos K é definido como $K \in \mathbb{R}^{1 \times 3}$, o qual leva o sistema para a representação em malha fechada dada por (3.38).

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) &= (\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K) x_a(t) + \mathbf{A}_{d_a} x_a(t - T) + \mathbf{E}_a d(t) \\ \mathbf{A}_{\Delta_a} &= \mathbf{A}_a + \Delta \mathbf{A}_a \end{aligned} \quad (3.38)$$

3.3.2 Realização 2

Na Figura 3.7 temos a representação do sistema em malha fechada utilizando a Realização 2 do Controlador Repetitivo.

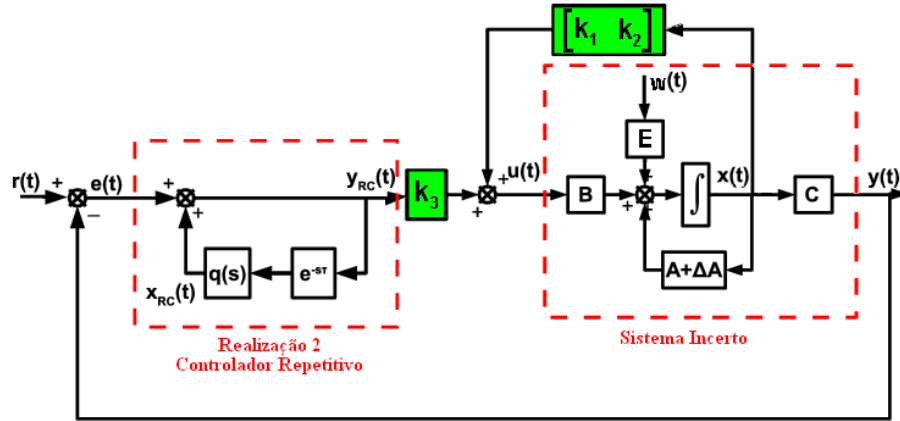


Figura 3.7: Topologia do Controlador Repetitivo utilizado na Realização 2

Para a Realização 2 foi considerado um Controlador Repetitivo padrão, apenas com o filtro passa baixa multiplicando o bloco de atraso. Realizando algumas manipulações nos blocos que compõem essa realização, foi possível obter a estrutura apresentada na Figura 3.7, cuja representação por espaço de estados é dada por (3.39), sendo $x_{RC}(t) \in \mathbb{R}$.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{RC}(t) &= -\omega_{RC} x_{RC}(t) + \omega_{RC} x_{RC}(t - T) + \omega_{RC} e(t - T) \\ y_{RC}(t) &= x_{RC}(t) + e(t) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Dessa forma, temos a função de transferência da entrada do controlador $e(t)$ para a sua saída $u(t) = k_3 y_{RC}$ definida em (3.40).

$$G_{RC}(s) = \frac{k_3}{1 - \frac{\omega_{RC}}{s + \omega_{RC}} e^{-sT}} \quad (3.40)$$

Uma das vantagens dessa realização é a não utilização do termo $1/(s + \omega_{RC})$ multiplicando a função de transferência, conforme utilizado pela Realização 1. Esse termo possui características de um filtro passa baixa, reduzindo ainda mais os ganhos em altas frequências. Assim como na realização anterior, o pico da resposta em frequência de $G_{RC}(s)$ não é mais infinito em múltiplos de ω_r , mantendo assim um erro diretamente relacionado a ω_{RC} . Este efeito já foi mostrado na Figura 1.7 do Capítulo 1, porém nessa realização a amplitude dos picos é maior que na Realização 1.

O modelo aumentado para a Realização 2 é obtido inserindo a dinâmica do Controlador Repetitivo (3.40) na representação em espaço de estados do sistema (3.25) através do vetor de estados aumentado definido em (3.35), apresentado novamente abaixo.

$$x_a(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x_{RC}(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3$$

Dessa forma, chegamos ao sistema (3.41).

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) &= (\mathbf{A}_a + \Delta\mathbf{A}_a)x_a(t) + \mathbf{A}_{d_a}x_a(t-T) + \mathbf{B}_au(t) + \mathbf{E}_ad(t) \\ d(t) &= [r(t-T)^T \quad r(t)^T \quad w(t)^T]^T \in \mathbb{R}^3 \end{aligned} \quad (3.41)$$

As matrizes que compõem o sistema (3.41) são apresentadas a seguir.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_a &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & -\omega_{RC} \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix}, \\ \Delta\mathbf{A}_a &= \mathbf{H}_a\Xi(t)\mathbf{X}_a, \quad \mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_a^T = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^T \\ \mathbf{0}_{2 \times 1}^T \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_{d_a} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ -\mathbf{C}\omega_{RC} & \omega_{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{E}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{E} \\ \omega_{RC} & \mathbf{0}_{1 \times 1} & \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Para tornar o sistema (3.41) estável em malha fechada, considera-se a realimentação de estados (3.42).

$$\begin{aligned} u(t) &= Kx_a(t), \quad K \in \mathbb{R}^{1 \times 3} \text{ onde} \\ K &= [k_1 \quad (k_2 - k_3) \quad k_3] \end{aligned} \quad (3.42)$$

A partir da realimentação de estados (3.42) obtemos a representação do sistema em malha fechada para a Realização 2 (3.43).

$$\dot{x}_a(t) = (\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_aK)x_a(t) + \mathbf{A}_{d_a}x_a(t-T) + \mathbf{E}_{d_a}d(t) \quad (3.43)$$

Neste caso, a matriz \mathbf{E}_{d_a} depende do ganho k_3 , conforme mostrado abaixo.

$$\mathbf{E}_{d_a} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{B}k_3 & \mathbf{E} \\ \omega_{RC} & \mathbf{0}_{1 \times 1} & \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix}$$

3.4 Estabilização por Realimentação de Estados e Minimização dos Ganhos

Nesta seção apresenta-se a formulação *LMI* para o projeto da realimentação de estados que garante a estabilidade do sistema, com uma taxa de convergência garantida (fator de decaimento exponencial) supondo variações da admitância de saída. Esta formulação é derivada das condições de estabilidade (independentes do atraso) considerando um funcional de Lyapunov-Krasovskii na forma apresentada em (3.44).

$$V(x_a(t)) = x_a(t)^T \mathbf{P} x_a(t) + \int_{t-T}^t x_a(\theta)^T \mathbf{Q} x_a(\theta) d\theta \quad (3.44)$$

Levando em conta o modelo por espaço de estados do sistema aumentado, pode-se através de manipulações algébricas, obter a formulação *LMI* que sintetiza os ganhos da realimentação de estados, garantindo a estabilidade para toda a faixa de variação da incerteza. Entretanto, a única restrição aplicada diz respeito a estabilidade. Desta forma, os valores obtidos para os ganhos podem provocar saturações no sistema, além de um possível baixo desempenho dinâmico. Essa situação pode ser contornada através de duas condições: (i) incluir uma condição para assegurar uma dada taxa de decaimento exponencial, e (ii) minimizar a energia do sinal de controle de maneira a evitar grandes sinais de controle.

Para minimizar a energia do sinal de controle, considera-se um problema de otimização com uma restrição adicional na forma:

$$\min_{\varsigma > 0} \dot{V}(x_a(t)) + \frac{1}{\varsigma} u(t)^T u(t) < 0 \quad (3.45)$$

A restrição acima implica que o funcional em (3.44) é decrescente, além de minimizar um limitante superior da energia do sinal de controle através da seguinte expressão:

$$\|u(t)\|_2^2 \leq \varsigma \|\phi_a\|_T^2$$

onde $\phi_a(t)$ é a função inicial do sistema aumentado e $\|\phi_a\|_T$ representa o supremo da norma da função inicial no intervalo $[-T, 0]$. Para uma dada função inicial, ao minimizarmos ς estaremos minimizando a energia do sinal de controle que é dada por $\|u(t)\|_2$.

Visando produzir um sinal de controle com baixa energia, não é imposta uma restrição adicional para atenuar o ganho entre a perturbação e a saída do sistema, visto que o controlador rejeita em regime permanente distúrbios periódicos. Desta forma, o termo relativo ao distúrbio $d(t)$ nos sistemas (3.38) e (3.43) não será considerado na definição da realimentação de estados através da formulação *LMI*.

O resultado a seguir apresenta a formulação *LMI* para o projeto de uma lei de controle na forma:

$$u(t) = Kx_a(t)$$

de maneira a garantir a estabilidade do sistema em malha fechada.

Teorema 1 *Se existirem matrizes $\mathbf{W} \in \mathbb{R}^{n+1 \times n+1}$ e $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{n+1 \times n+1}$ simétricas e positivas definidas, uma matriz $\mathbf{Y} \in \mathbb{R}^{1 \times n+1}$ e escalares positivos ν e ς satisfazendo o seguinte problema de otimização²:*

$$\min_{\varsigma} : \begin{bmatrix} He\{\mathbf{A}_a\mathbf{W} + \mathbf{B}_a\mathbf{Y}\} + \mathbf{S} + \nu\mathbf{H}_a\mathbf{H}_a^T & \mathbf{A}_{d_a}\mathbf{W} & \mathbf{W}\mathbf{X}_a^T & \mathbf{Y}^T \\ * & -\mathbf{S} & 0 & 0 \\ * & * & -\nu\mathbf{I} & 0 \\ * & * & * & -\varsigma\mathbf{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (3.46)$$

Então, o sistema (3.38), com $K = \mathbf{Y}\mathbf{W}^{-1}$, é assintoticamente estável, independente do atraso T . Esta condição também pode ser aplicada ao sistema (3.43).

Prova. Considerando o funcional de Lyapunov-Krasovskii, apresentado a seguir (3.44), com os termos $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ e $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0$. Calculando a sua derivada temporal ao longo das trajetórias do sistema, chegamos a seguinte expressão (3.51).

$$\dot{V}(x_a(t)) = 2x_a(t)^T \mathbf{P} \dot{x}_a(t) + [x_a(\theta)^T \mathbf{Q} x_a(\theta)]_{\theta=t-T}^{\theta=t} \quad (3.47)$$

$$\dot{x}_a(t) = (\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K) x_a(t) + \mathbf{A}_{d_a} x_a(t - T) \quad (3.48)$$

$$\dot{V}(x_a(t)) = 2x_a(t)^T \mathbf{P} [(\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K) x_a(t) + \mathbf{A}_{d_a} x_a(t - T)] + [x_a(\theta)^T \mathbf{Q} x_a(\theta)]_{\theta=t-T}^{\theta=t} \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(x_a(t)) &= 2x_a(t)^T \mathbf{P} (\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K) x_a(t) + 2x_a(t)^T \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} x_a(t - T) \\ &\quad + x_a(t)^T \mathbf{Q} x_a(t) - x_a(t - T)^T \mathbf{Q} x_a(t - T) \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(x_a(t)) &= x_a(t)^T [(\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K)] x_a(t) + x_a(t)^T [\mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a}] x_a(t - T) \\ &\quad + x_a(t)^T \mathbf{Q} x_a(t) - x_a(t - T)^T \mathbf{Q} x_a(t - T) \end{aligned} \quad (3.51)$$

²Nas matrizes simétricas a seguir o símbolo * representa elementos simétricos.

A garantia de estabilidade não torna o sistema realizável uma vez que os ganhos obtidos podem gerar saturação no sinal de controle, degradando os resultados e até mesmo inviabilizando a implementação do controlador. Dessa forma, é possível introduzir um custo garantido no sinal de controle se a relação (3.52) for verificada.

$$\dot{V}(x_a(t)) + \frac{1}{\zeta} u(t)^T u(t) < 0 \quad (3.52)$$

$$u(t) = Kx_a(t) \quad (3.53)$$

A relação (3.52) pode ser rescrita como (3.54).

$$\begin{aligned} & x_a(t)^T [(\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K)] x_a(t) + x_a(t)^T [\mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a}] x_a(t - T) \\ & - x_a(t - T)^T \mathbf{Q} x_a(t - T) + x_a(t)^T \mathbf{Q} x_a(t) + \frac{1}{\zeta} x_a(t)^T K^T K x_a(t) < 0 \end{aligned} \quad (3.54)$$

Esta expressão pode ser escrita na forma matricial como $\eta(t)^T \mathbf{M} \eta(t) < 0$ sendo $\eta(t)^T = [x_a(t)^T \quad x_a(t - T)^T]$ e

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \frac{1}{\zeta} K^T K & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} \\ \mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Considerando

$$\mathbf{A}_{\Delta_a} = \mathbf{A}_a + \Delta \mathbf{A}_a$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \Delta \mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \Delta \mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \frac{1}{\zeta} K^T K & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} \\ \mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \Delta \mathbf{A}_a^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \Delta \mathbf{A}_a + \mathbf{Q} + \frac{1}{\zeta} K^T K & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} \\ \mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Sendo

$$\Delta \mathbf{A}_a = \mathbf{H}_a \Xi(t) \mathbf{X}_a$$

Segundo os conceitos apresentados em [87], é possível mostrar que inequação (3.58) é verificada.

$$(\mathbf{H}_a \Xi(t) \mathbf{X}_a)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{H}_a \Xi(t) \mathbf{X}_a) \leq \nu \mathbf{P} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T \mathbf{P} + \nu^{-1} \mathbf{X}_a^T \mathbf{X}_a \quad (3.58)$$

A matriz (3.55) pode ser reescrita conforme apresentado em (3.59) utilizando a inequação (3.58).

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \frac{1}{\zeta} K^T K + \nu \mathbf{P} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T \mathbf{P} + \nu^{-1} \mathbf{X}_a^T \mathbf{X}_a & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} \\ \mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Aplicando o complemento de *Schur* no termo $\nu^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{X}$ chegamos a (3.60).

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \frac{1}{\zeta} K^T K + \nu \mathbf{P} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T \mathbf{P} & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} & \mathbf{X}_a^T \\ \mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} & 0 \\ \mathbf{X}_a & 0 & -\nu \mathbf{I}_{n_x} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Aplicando novamente o complemento de *Schur*, porém agora no termo $\frac{1}{\zeta} K^T K$ reescrevemos a matriz \mathbf{M} (3.60) chegando na representação (3.61).

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \nu \mathbf{P} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T \mathbf{P} & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} & \mathbf{X}_a^T & K^T \\ \mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} & 0 & 0 \\ \mathbf{X}_a & 0 & -\nu \mathbf{I}_{n_x} & 0 \\ K & 0 & 0 & -\zeta \mathbf{I}_{n_u} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Multiplicando a matriz \mathbf{M} (3.61) a esquerda e a direita pela matriz (3.62) chegamos a (3.63).

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{P}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{-1}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T + (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)\mathbf{P}^{-1} + \mathbf{P}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{P}^{-1} + \nu \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T & \mathbf{A}_{d_a} \mathbf{P}^{-1} & \mathbf{P}^{-1} \mathbf{X}_a^T & \mathbf{P}^{-1} K^T \\ \mathbf{P}^{-1} \mathbf{A}_{d_a}^T & -\mathbf{P}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{P}^{-1} & 0 & 0 \\ \mathbf{X}_a \mathbf{P}^{-1} & 0 & -\nu \mathbf{I}_{n_x} & 0 \\ K \mathbf{P}^{-1} & 0 & 0 & -\zeta \mathbf{I}_{n_u} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Considerando $\mathbf{W} = \mathbf{P}^{-1}$, $\mathbf{S} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{P}^{-1}$ e $\mathbf{Y} = K \mathbf{P}^{-1}$ chega-se a (3.64).

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}^T \mathbf{A}_a^T + \mathbf{A}_a \mathbf{W} + \mathbf{Y}^T \mathbf{B}_a^T + \mathbf{B}_a \mathbf{Y} + \mathbf{S} + \nu \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T & \mathbf{A}_{d_a} \mathbf{W} & \mathbf{W} \mathbf{X}^T & \mathbf{Y}^T \\ \mathbf{W} \mathbf{A}_{d_a}^T & -\mathbf{S} & 0 & 0 \\ \mathbf{X}_a \mathbf{W} & 0 & -\nu \mathbf{I}_{n_x} & 0 \\ \mathbf{Y} & 0 & 0 & -\zeta \mathbf{I}_{n_u} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

Utilizando a representação $He\{\mathbf{A}_a \mathbf{W} + \mathbf{B}_a \mathbf{Y}\} = \mathbf{W}^T \mathbf{A}_a^T + \mathbf{A}_a \mathbf{W} + \mathbf{Y}^T \mathbf{B}_a^T + \mathbf{B}_a \mathbf{Y}$ chegamos a definição final da matriz \mathbf{M} em (3.65) igual a matriz (3.46) apresentada no Teorema 1.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} He\{\mathbf{A}_a \mathbf{W} + \mathbf{B}_a \mathbf{Y}\} + \mathbf{S} + \nu \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T & \mathbf{A}_{d_a} \mathbf{W} & \mathbf{W} \mathbf{X}_a^T & \mathbf{Y}^T \\ & \mathbf{W} \mathbf{A}_{d_a}^T & -\mathbf{S} & 0 \\ & \mathbf{X}_a \mathbf{W} & 0 & -\nu \mathbf{I}_{n_x} \\ & \mathbf{Y} & 0 & 0 \\ & & & -\varsigma \mathbf{I}_{n_u} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

Sendo $\mathbf{M} < 0$ temos que a região definida pelo funcional de Lyapunov-Krasovskii (3.44) é contrativa, garantindo assim a estabilidade do sistema em malha fechada com $u = Kx_a(t)$. ■

3.5 Desempenho do Sistema

Para garantir um bom desempenho transitório ao sistema *UPS*, além de garantir a estabilidade do sistema (e da minimização do sinal de controle), conforme proposto no Teorema 1, faz-se necessário incluir uma restrição adicional para garantir um desempenho mínimo ao sistema, principalmente quando submetido a distúrbios não periódicos de carga. Esse desempenho mínimo é representado por uma taxa de decaimento exponencial dos estados, a qual pode ser definida para sistemas com atraso reescrevendo o sistema conforme (3.66), onde utiliza-se uma transformação de estados do tipo $\xi(t) = e^{\alpha t} x_a(t)$, sendo α a taxa de decaimento exponencial a ser atribuída ao sistema.

$$\dot{\xi}(t) = (\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K + \alpha \mathbf{I}_n) \xi(t) + \mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha T} \xi(t - T) \quad (3.66)$$

A definição acima implica no sistema original que a norma da trajetória dos estados do sistema satisfaz a seguinte relação

$$\|x_a(t)\|_2 \leq \beta \|\phi_a\|_T e^{-\alpha t}, \quad \forall t \geq 0$$

onde β é uma constante.

As manipulações algébricas utilizadas para a obtenção da formulação *LMI* são semelhantes as realizadas na seção anterior. Considerando os resultados apresentados em [88], é possível enunciar o seguinte corolário relacionado à estabilidade exponencial de sistemas com atraso:

Corolário 1 *Se a relação (3.67) é satisfeita para algum $\alpha > 0$, então o sistema em malha fechada é assintoticamente estável com taxa de decaimento α .*

$$\begin{bmatrix} He\{\mathbf{A}_a \mathbf{W} + \mathbf{B}_a \mathbf{Y}\} + \nu \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T + \mathbf{S} + 2\alpha \mathbf{W} & e^{\alpha T} \mathbf{A}_{d_a} \mathbf{W} & \mathbf{W} \mathbf{X}_a^T \\ * & -\mathbf{S} & 0 \\ * & * & -\nu \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (3.67)$$

Prova. Aplicando a transformação de estados $\xi(t) = e^{\alpha t} x_a(t)$, então o sistema (3.38) pode ser re-escrito como (3.66).

Baseado em [89], se o sistema (3.66) é estável, então (3.38) ou (3.43) também será estável com taxa de decaimento α . Considerando o funcional de Lyapunov-Krasovskii (3.44), porém agora aplicado ao sistema (3.66), temos a equação (3.68).

$$V(\xi(t)) = \xi(t)^T \mathbf{P} \xi(t) + \int_{t-T}^t \xi(\theta)^T \mathbf{Q} \xi(\theta) d\theta \quad (3.68)$$

O desenvolvimento da derivada temporal para a equação (3.68) é semelhante ao apresentado na seção anterior, sendo obtida a equação (3.69).

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi(t)) &= \xi(t)^T [(\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K + \alpha \mathbf{I}_n)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_{\Delta_a} + \mathbf{B}_a K + \alpha \mathbf{I}_n)] \xi(t) \\ &+ \xi(t)^T [\mathbf{A}_{d_a}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a}] \xi(t-T) + \xi(t)^T \mathbf{Q} \xi(t) - \xi(t-T)^T \mathbf{Q} \xi(t-T) \end{aligned} \quad (3.69)$$

Considerando $\rho(t)^T \mathbf{R} \rho(t) < 0$ sendo $\rho(t)^T = [\xi(t)^T \quad \xi(t-T)^T]$ e substituindo $\mathbf{A}_{\Delta_a} = \mathbf{A}_a + \Delta \mathbf{A}_a$ chega-se a matriz \mathbf{R} .

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \Delta \mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K + \alpha \mathbf{I}_n)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \Delta \mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K + \alpha \mathbf{I}_n) + \mathbf{Q} & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t} \\ (\mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t})^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Isolando os termos $\Delta \mathbf{A}_a$ e α chega-se a (3.71).

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \Delta \mathbf{A}_a^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \Delta \mathbf{A}_a + 2\alpha \mathbf{P} & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t} \\ (\mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t})^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

Da mesma forma que na seção anterior

$$\Delta \mathbf{A}_a = \mathbf{H}_a \Xi(t) \mathbf{X}_a$$

Temos que a inequação (3.72) é verificada [87].

$$(\mathbf{H}_a \Xi(t) \mathbf{X}_a)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{H}_a \Xi(t) \mathbf{X}_a) \leq \nu \mathbf{P} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T \mathbf{P} + \nu^{-1} \mathbf{X}_a^T \mathbf{X}_a \quad (3.72)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \nu \mathbf{P} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T \mathbf{P} + \nu^{-1} \mathbf{X}_a^T \mathbf{X}_a + 2\alpha \mathbf{P} & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t} \\ (\mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t})^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

Aplicando o complemento de *Schur* no termo $\nu^{-1} \mathbf{X}_a^T \mathbf{X}_a$ chegamos a (3.74).

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K)^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a K) + \mathbf{Q} + \nu \mathbf{P} \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^T \mathbf{P} + 2\alpha \mathbf{P} & \mathbf{P} \mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t} & \mathbf{X}_a^T \\ (\mathbf{A}_{d_a} e^{\alpha t})^T \mathbf{P} & -\mathbf{Q} & 0 \\ \mathbf{X}_a & 0 & -\nu \mathbf{I}_{n_x} \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Multiplicando (3.74) a esquerda e a direita pela matriz (3.75) chegamos em 3.76.

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{P}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{-1}(\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a \mathbf{K})^T + (\mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a \mathbf{K})\mathbf{P}^{-1} + \mathbf{P}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{P}^{-1} + \nu\mathbf{H}_a\mathbf{H}_a^T + \mathbf{P}^{-1}2\alpha & \mathbf{A}_{da}e^{\alpha t}\mathbf{P}^{-1} & \mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}_a^T \\ \mathbf{P}^{-1}(\mathbf{A}_{da}e^{\alpha t})^T & -\mathbf{P}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{P}^{-1} & 0 \\ \mathbf{X}_a\mathbf{P}^{-1} & 0 & -\nu\mathbf{I}_{n_x} \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

Utilizando as mesmas considerações da seção anterior $\mathbf{W} = \mathbf{P}^{-1}$, $\mathbf{S} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{P}^{-1}$ e $\mathbf{Y} = \mathbf{K}\mathbf{P}^{-1}$, chegamos a (3.77).

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}^T\mathbf{A}_a^T + \mathbf{A}_a\mathbf{W} + \mathbf{Y}^T\mathbf{B}_a^T + \mathbf{B}_a\mathbf{Y} + \mathbf{S} + \nu\mathbf{H}_a\mathbf{H}_a^T + \mathbf{W}2\alpha & \mathbf{A}_{da}e^{\alpha t}\mathbf{W} & \mathbf{W}\mathbf{X}_a^T \\ \mathbf{W}(\mathbf{A}_{da}e^{\alpha t})^T & -\mathbf{S} & 0 \\ \mathbf{X}_a\mathbf{W} & 0 & -\nu\mathbf{I}_{n_x} \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

Reescrevendo (3.77) utilizando $He\{\mathbf{A}_a\mathbf{W} + \mathbf{B}_a\mathbf{Y}\} = \mathbf{W}^T\mathbf{A}_a^T + \mathbf{A}_a\mathbf{W} + \mathbf{Y}^T\mathbf{B}_a^T + \mathbf{B}_a\mathbf{Y}$ chegamos a definição final da matriz \mathbf{R} em (3.78) de forma identica a matriz (3.67) apresentada no Corolario 1.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} He\{\mathbf{A}_a\mathbf{W} + \mathbf{B}_a\mathbf{Y}\} + \mathbf{S} + \nu\mathbf{H}_a\mathbf{H}_a^T + 2\alpha\mathbf{W} & e^{\alpha t}\mathbf{A}_{da}\mathbf{W} & \mathbf{W}\mathbf{X}_a^T \\ \mathbf{W}e^{\alpha t}\mathbf{A}_{da}^T & -\mathbf{S} & 0 \\ \mathbf{X}_a\mathbf{W} & 0 & -\nu\mathbf{I}_{n_x} \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

■

A taxa de decaimento α se faz necessária para garantir um desempenho mínimo ao sistema durante os distúrbios não periódicos. Esta restrição na resposta do sistema é fundamental, principalmente quando utiliza-se valores de ω_{RC} elevados pois nessa condição o sistema torna-se extremamente lento. Considerando o valor de $\omega_{RC} \rightarrow \infty$ verifica-se que os pares de pólos do Controlador Repetitivo posicionam-se exatamente sobre o eixo imaginário. Conforme ω_{RC} diminui esses pólos se afastam do eixo imaginário modificando o comportamento puramente oscilatório para um comportamento sub-amortecido. Quanto maior o valor de ω_{RC} , uma maior quantidade de pares de pólos estará posicionada sobre ou próximos ao eixo imaginário e, conseqüentemente, mais lento é o seu decaimento. Nesse caso, ao atribuir-se um valor grande para α a LMI no Corolário 1 deixa de ser factível.

3.6 Síntese do Capítulo

Neste Capítulo foi apresentada a metodologia de projeto desenvolvida para a síntese dos ganhos do Controlador Repetitivo e da realimentação de estados. Inicialmente foram apresentadas as simplificações utilizadas para a linearização do inversor e da carga, modelada como uma admitância incerta conectada em paralelo com uma fonte de corrente representando os distúrbios periódicos. A dinâmica do sistema é regida pelo filtro passa baixa LC de saída, onde o modelo matemático completo e também as simplificações adotadas foram apresentadas na representação por espaço de estados.

Duas realizações distintas do Controlador Repetitivo foram analisadas, sendo obtidas as representações por espaço de estados para os controladores e também para o sistema aumentado. Além disso, foi apresentada uma formulação LMI para garantir a estabilidade do sistema em malha fechada com realimentação de estados, considerando a minimização dos ganhos do controlador e uma taxa de decaimento para garantia de desempenho do sistema.

Definida a frequência de corte do filtro do Controlador Repetitivo ω_{RC} e a taxa de decaimento exponencial desejada α , a obtenção do vetor de ganhos K para a realimentação de estados é realizada através de um procedimento numérico de forma a satisfazer as condições LMI s (3.46) e (3.67). Essas LMI s possuem como variáveis as matrizes \mathbf{W} , \mathbf{S} , \mathbf{Y} e os escalares ν e ς .

Uma vez realizadas todas as manipulações algébricas necessárias para a obtenção das restrições LMI e também o modelo matemático do inversor, do controlador e o modelo aumentado do sistema, a resolução do problema foi realizada pelo *software SeDuMi*. Para isso, basta alimentar esse *software* com as restrições LMI obtidas e também com as matrizes aumentadas do sistema \mathbf{A}_a , \mathbf{A}_{d_a} e \mathbf{B}_a e também com as matrizes que definem a incerteza do sistema \mathbf{H}_a e \mathbf{X}_a .

Com as variáveis e as matrizes que representam o sistema devidamente definidas, a solução é numericamente obtida existindo matrizes $\mathbf{W} = \mathbf{W}^T > 0$ e $\mathbf{S} = \mathbf{S}^T > 0$ e escalares de forma que as restrições LMI apresentadas sejam satisfeitas. Dessa forma obtém-se \mathbf{Y} a partir do qual se extrai o vetor de ganhos K através da relação $K = \mathbf{Y}\mathbf{W}^{-1}$.

No próximo Capítulo serão apresentados os resultados de simulação obtidos para diferentes parâmetros de projetos aplicados às duas Realizações consideradas.

Capítulo 4

Resultados

Para verificar a operação do sistema utilizando a metodologia de controle proposta, serão apresentados os resultados de simulação para as duas realizações do Controlador Repetitivo analisadas no Capítulo 3. Inicialmente será descrito o sistema de controle, onde serão apresentados o conversor, os tipos de cargas utilizadas para a avaliação do sistema, incluindo o método utilizado para o dimensionamento das cargas não lineares e também os parâmetros de projeto dos controladores. Após o sistema será validado através de simulações no domínio contínuo. A discretização do Controlador Repetitivo será realizada sendo apresentadas simulações do sistema discretizado. Analisados os resultados de simulação, serão apresentados os resultados experimentais obtidos sendo também descrita a plataforma de tempo real utilizada nos experimentos.

4.1 Descrição do Sistema de Controle

O projeto do Controlador Repetitivo proposto nessa dissertação será avaliado através de simulações e dados experimentais. Para isso, será utilizado um conversor CC-CA alimentando diferentes tipos de cargas sob diferentes condições de operação. O controlador será descrito bem como o dimensionamento das cargas e os testes aos quais o conversor será submetido.

4.1.1 Descrição da *UPS* Utilizada nos Testes

O conversor utilizado nesse trabalho foi implementado baseando-se na topologia de *UPS online* de dupla conversão. A alimentação do conversor é feita a partir de uma fonte CA trifásica. Um circuito retificador com filtro capacitivo realiza a primeira etapa de conversão da energia, fornecendo a tensão CC para o inversor. O inversor monofásico *half-bridge*, converte a tensão CC em CA realizando a segunda etapa de conversão de energia.

A frequência de chaveamento foi definida em $21,6kHz$ e a amostragem dos sinais para o

Componente	Símbolo	Valor
Potência Nominal	P	$2,4kW / 3,5kVA$
Tensão de Saída	V_{OUT}	$110V$
Tensão do Barramento CC	V_{CC}	$530V$
Frequência de Chaveamento	f_S	$21,6kHz$
Indutância do Filtro de Saída	L_f	$1mH$
Capacitância do Filtro de Saída	C_f	$50\mu F$
Capacitor CC	$C1=C2$	$6600\mu F$

Tabela 4.1: Parâmetros da estrutura de potência

controle é realizada duas vezes em cada período de chaveamento. O sinal de saída CA é obtido pela modulação *PWM* aplicada às chaves, sendo o valor médio extraído através de um filtro passa baixa *LC* de segunda ordem, fornecendo para a carga uma tensão senoidal, controlada em amplitude e frequência. Os parâmetros do inversor são apresentados na Tabela 4.1, o qual alimentou cargas do tipo linear e não linear conforme mostra a Figura 4.1.

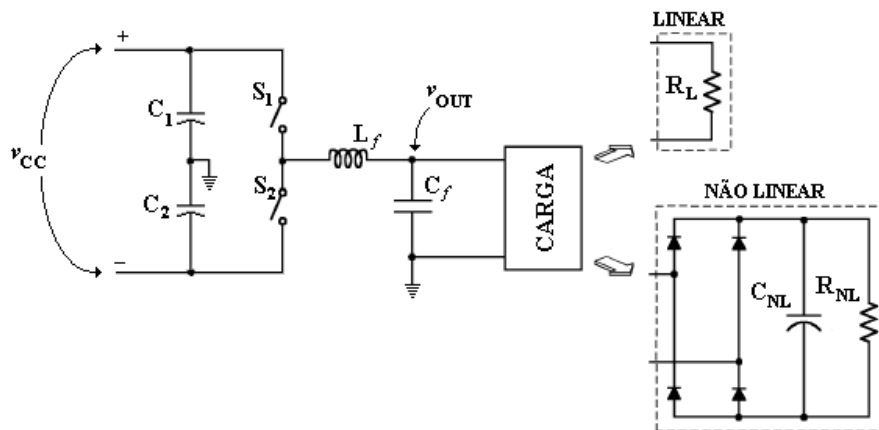


Figura 4.1: Estrutura de potência e cargas

4.1.2 Descrição dos Experimentos Propostos

A avaliação do desempenho do Controlador Repetitivo, utilizando os ganhos obtidos pela metodologia proposta nessa dissertação, será realizada através de uma série de testes alimentando diferentes cargas. Inicialmente serão utilizadas cargas lineares para avaliar o desempenho estático e dinâmico do sistema. O desempenho estático é avaliado através do erro de regime no valor *RMS* da tensão de saída entre as operações com carga nominal linear e a vazio.

O desempenho dinâmico é verificado analisando-se o comportamento do sistema durante os

transitórios de carga. Esses transitórios serão produzidos de duas maneiras, sendo a primeira o degrau aditivo de carga linear, representando a transição instantânea da operação a vazio para carga nominal. A segunda é o degrau subtrativo de carga linear, representando a transição instantânea do valor nominal para vazio. Durante essas transições de carga serão avaliados o comportamento do valor *RMS* da tensão de saída bem como o tempo de retorno para o estado de regime, definido por uma faixa de valores de $\pm 1\%$ da tensão nominal de saída.

Para o teste dinâmico é utilizada carga nominal linear uma vez que as cargas não lineares, devido a sua característica construtiva, ao serem energizadas produzem picos de corrente com amplitudes elevadas até que o capacitor interno esteja totalmente carregado. Esses picos podem danificar as chaves caso não sejam utilizadas proteções adequadas. A avaliação do sistema alimentando cargas não lineares será realizado através dos resultados de distorção harmônica total da tensão de saída operando em regime.

Método para o Dimensionamento da Carga Não Linear

Nesta dissertação, a carga não linear utilizada foi dimensionada considerando-se a potência do conversor, a amplitude e a frequência da tensão de saída em concordância com as principais normas nacionais e internacionais [90, 91, 92]. De acordo com essas normas, a carga não linear consiste de um retificador em onda completa conectado a uma carga composta por um resistor em paralelo com um capacitor como ilustrado na Figura 1.1. Os valores dos parâmetros da carga não linear são determinados a partir das seguintes equações a seguir, definidas pelas normas NBR15204 [90] e IEC62040-3 [91].

$$R_1 = \frac{(1,22V_{IN})^2}{(0,66P)} \quad (4.1)$$

$$C_1 = \frac{7,5}{(fR_1)} \quad (4.2)$$

$$R_s = \frac{0,04(V_{IN})^2}{P} \quad (4.3)$$

onde R_1 representa a resistência equivalente da carga, C_1 a capacitância da carga não linear, e R_s indica o valor de uma resistência em série que representa o valor da resistência dos cabos e demais perdas.

Muitas referências apresentam resultados experimentais com Controladores Repetitivos submetidos a cargas desse tipo, muitas vezes comparando o seu desempenho com outros controladores [43, 53]. Também são usadas cargas do tipo linear [10, 44, 54] ou então a eficiência do Controlador Repetitivo é verificada através de comparação do sistema sem a utilização dos Controladores Repetitivos [84, 63]. Porém, na maioria dos casos, não fica claro a metodologia adotada para o dimensionamento das cargas não lineares. Tomando como referência os valores

Ref	P(VA)	Tensão(V)	Freq(Hz)	$R1(\Omega)$	$C1(\mu F)$	$R1(\%iec)$	$C1(\%iec)$	$R1_{iec}(\Omega)$	$C1_{iec}(\mu F)$
[43]	1100	70	50	10	2000	99,55	13,40	10,05	14930
[44]	125	35	50	22	470	99,55	6,92	22,10	6790
[45]	125	35	50	22	470	99,55	6,92	22,10	6790
[95]	55	35	50	50	0,5	99,55	0,02	50,23	2990
[10]	1000	110	60	25	330	91,62	7,21	27,29	4580
[53]	1000	110	60	25	330	91,62	7,21	27,29	4580
[46]	1000	110	60	28	4700	102,61	102,62	27,29	4580
[54]	125	50	50	45	1200	99,77	36,09	45,10	3325
[61]	550	110	50	50	330	100,78	10,89	49,61	3030
[96]	550	110	50	50	330	100,78	10,89	49,61	3030

Tabela 4.2: Exemplos de parâmetros utilizados para as cargas não lineares

Componente	Símbolo	Valor
Resistência da Carga Linear	R_L	5Ω
Capacitância da Carga Não Linear	C_{NL}	$15800\mu F$
Resistência da Carga Não Linear	R_{NL}	$7,89\Omega$

Tabela 4.3: Parâmetros das cargas

recomendados pelas normas [90, 91], pode-se observar tais discrepâncias pelos dados apresentados na Tabela 4.2. Em outras publicações, sequer os parâmetros utilizados nas cargas para a obtenção dos resultados experimentais são citados [50, 51, 52, 84, 63, 64, 93, 94].

O dimensionamento dos parâmetros das cargas não lineares, definido pelas Equações (4.1), (4.2) e (4.3), é um ponto de fundamental importância pois além de influenciar diretamente no desempenho do controlador, reflete uma condição de operação semelhante a obtida com cargas de informática. Como podemos observar na Tabela 4.2, apenas em [46] tivemos um dimensionamento da carga de acordo com as normas, sendo difícil tomar as demais referências como parâmetro de comparação de desempenho para o trabalho aqui proposto.

Parâmetros das Cargas Utilizadas

Os parâmetros das cargas linear e não linear são apresentados na Tabela 4.3. A carga linear foi dimensionada com base na potência e na tensão de saída nominal do inversor. A carga não linear foi dimensionada conforme definem as normas nacionais [90] e internacionais [91] através das Equações 4.1, 4.2 e 4.3 apresentadas na seção anterior.

Realização	$\omega_{RC}(rad/s)$	α	k_1	k_2	k_3
1	1000	95	-261,0129	-186,1255	1,0349e + 006
1	5000	39	-274,3260	-248,4938	1,5352e + 006
1	10000	18	-271,1939	-224,1135	1,0892e + 006
2	1000	155	-1,4947e + 003	-50,2766	5,5999e + 003
2	5000	110	-1,0514e + 003	-178,5824	2,4115e + 003
2	10000	60	-608,2444	-270,4641	790,5762

Tabela 4.4: Parâmetros do Controlador Repetitivo

4.1.3 Descrição das Realizações do Controlador Repetitivo

Conforme foram apresentadas no Capítulo 3 a metodologia de projeto apresentada nessa dissertação compreende duas realizações diferentes para os Controladores Repetitivos. Para a análise das duas realizações, foram considerados diferentes parâmetros de projeto. A Tabela 4.4 apresenta esses diferentes parâmetros bem como os ganhos obtidos tanto para o Controlador Repetitivo (k_3) quando para o controle por realimentação de estados (k_1 e k_2). Utilizando diferentes valores de ω_{RC} será possível verificar o desempenho do Controlador Repetitivo em relação a resposta dinâmica e também na compensação da distorção harmônica produzida pela carga não linear. Os valores de α foram estressados ao máximo de forma a não produzir saturação no controle, degradando o desempenho do sistema.

A implementação das duas realizações pode ser analisada com mais detalhes na Seção 4.2.1 onde são apresentadas as estruturas utilizadas nas simulações.

4.2 Validação do Modelo

A validação de toda a metodologia de projeto desenvolvida para o Controlador Repetitivo, assim como a modelagem matemática do conversor, ambas apresentadas no Capítulo 3, serão realizadas através de simulação. Todas as simulações utilizaram uma estrutura mista envolvendo o *software PSIM*[®] para simular o inversor e a carga e o *software Matlab/Simulink*[®] para implementar o controlador.

Resultados de simulação dos projetos do controlador no domínio contínuo serão apresentados e após o processo de discretização utilizado. Simulações serão apresentadas para avaliar a influência do processo de discretização no desempenho do controlador.

4.2.1 Processo de Co-Simulação

Antes de iniciar a apresentação dos resultados de simulação do Controlador Repetitivo, será apresentada a metodologia utilizada nas simulações. Os resultados foram obtidos através de um sistema de co-simulação, utilizando os *softwares Matlab/Simulink*[®] e *PSIM*[®] operando em conjunto. Através do módulo *SimCoupler* do *software PSIM*[®] [97] foi estabelecido um *link* entre os dois *softwares*. Dessa forma, utilizaram-se todos os recursos matemáticos e as vantagens do *Matlab/Simulink*[®], relacionados ao projeto do controle, aliados a simplicidade do *PSIM*[®] para a simulação de conversores estáticos de potência.

Nas Figuras 4.2 e 4.3 é possível observar o método de co-simulação utilizado. O bloco de cor laranja, denominado *Modulo SimCoupler*, realiza a interface entre os dois *softwares*. Os blocos dos Controladores Repetitivos são selecionados de acordo com os parâmetros da simulação. Alguns desses parâmetros podem ser visualizados através dos medidores, localizados na parte inferior da Figura 4.2. O detalhamento dos blocos de controle podem ser observados através da Figura 4.4, onde 4.4(a) mostra a Realização 1 e 4.4(b) a Realização 2 do Controlador Repetitivo.

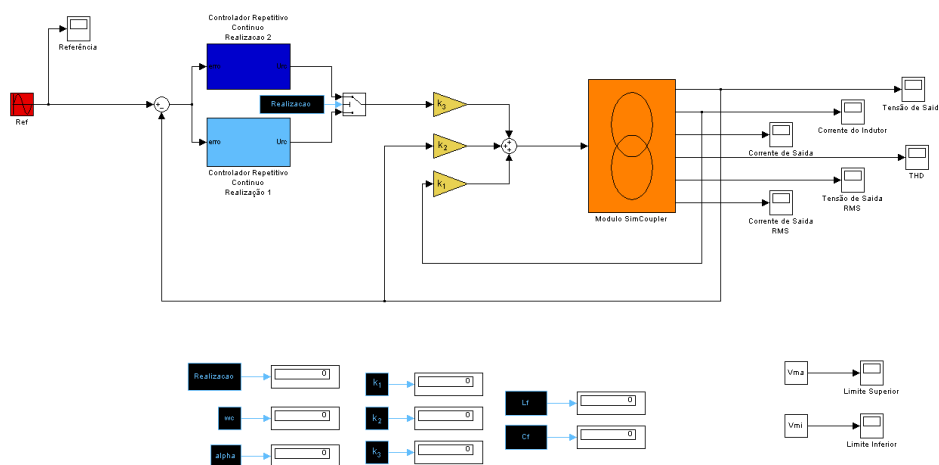


Figura 4.2: Estrutura do controlador contínuo

A estrutura de potência é detalhada na Figura 4.5, onde o bloco indicado pelo número 1 (um), de cor vermelha, representa a fonte de tensão trifásica que alimenta o sistema, de maneira similar a fonte utilizada para a obtenção dos resultados experimentais. A tensão fornecida por essa fonte alimenta o circuito retificador indicado pelo bloco 2 (dois) de cor bege. A tensão retificada é filtrada pelos capacitores do barramento CC, indicados pelo bloco 3 (três) de cor laranja. O módulo *IGBT* (do termo em inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) e a respectiva *driver* estão representados no bloco 4 (quatro) de cor azul. O filtro passa baixa de saída *LC* é representado no bloco 5 (cinco) de cor verde. A carga do tipo linear está apresentada no bloco 6 (seis), de cor roxa e a carga não linear pelo bloco 7 (sete), de cor cinza. A seleção das cargas é

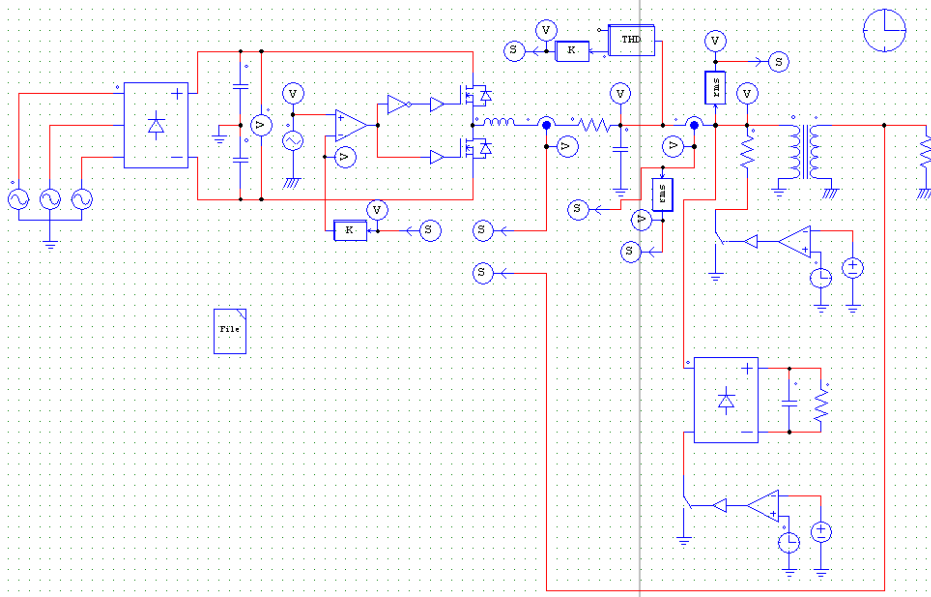


Figura 4.3: Estrutura de potência

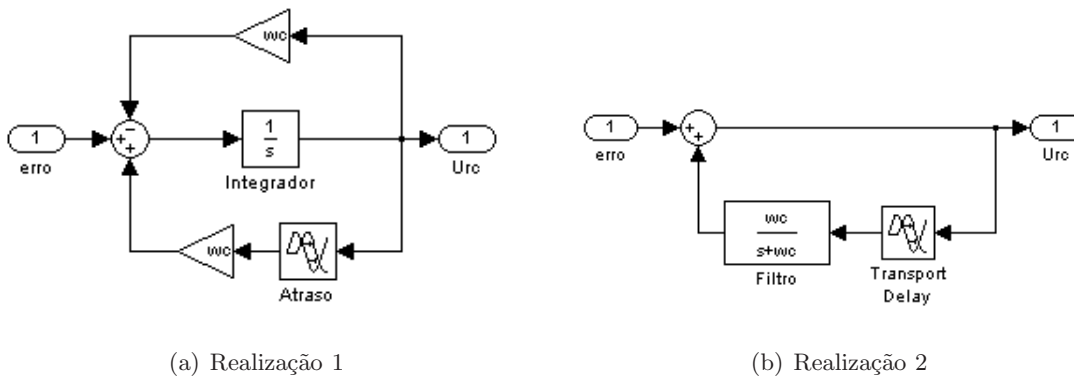


Figura 4.4: Realizações do Controlador Repetitivo no domínio contínuo

realizada ajustando os parâmetros de simulação. No bloco 8 (oito) estão indicadas as estruturas de entrada/saída responsáveis pelas trocas de informações entre a simulação do controle e da potência. O bloco 9 (nove), de cor amarela, fornece os parâmetros de simulação e valores dos componentes, enviados pelo *Matlab/Simulink*®.

4.2.2 Resultados de Simulação no Domínio Contínuo

Os resultados de simulação no domínio contínuo foram obtidos para as duas realizações propostas mostradas na Figura 4.4. Todas as simulações utilizaram os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 4.4, sendo utilizadas as cargas do tipo linear e não linear. Os parâmetros dessas cargas são apresentados na Tabela 4.3.

A seguir, da Figura 4.6 até a Figura 4.11 podem ser analisados de forma resumida os resultados para as duas realizações. Primeiramente é mostrada a forma de onda do sistema operando

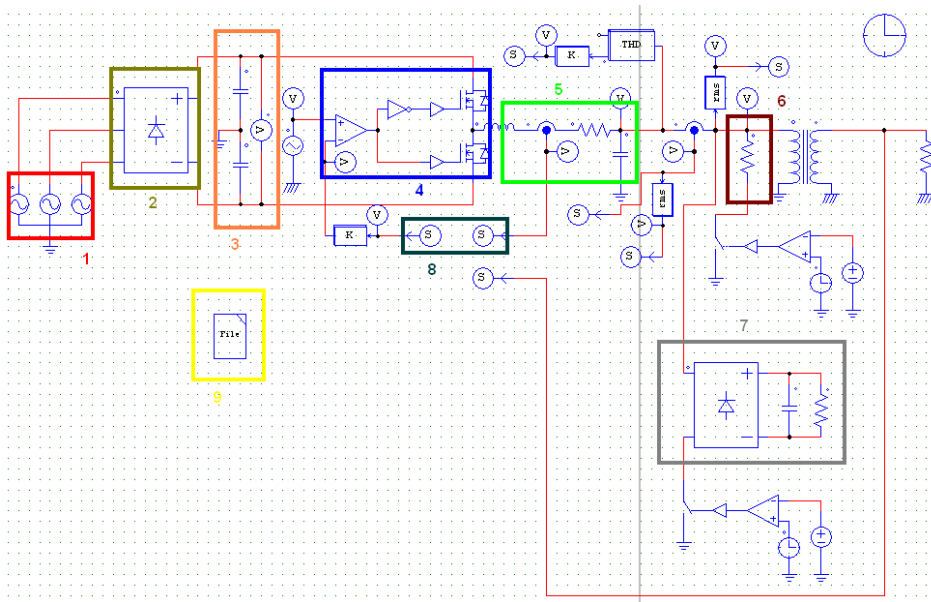
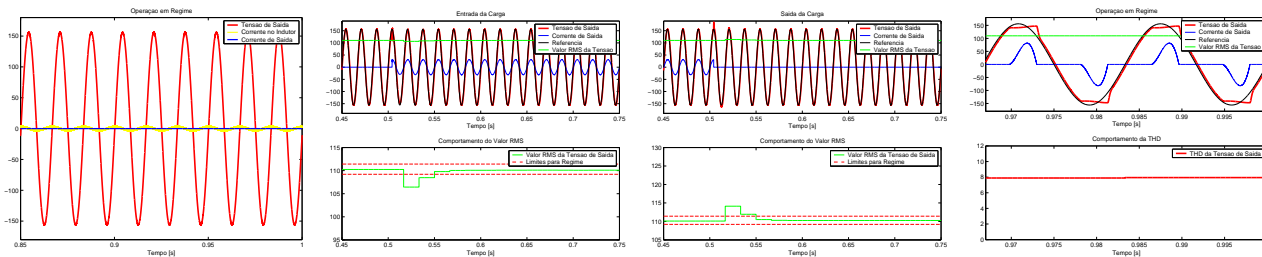


Figura 4.5: Detalhamento da estrutura de potência

a vazio. Após são apresentadas as imagens do comportamento dinâmico do inversor quando submetido a degrau aditivo e subtrativo de carga nominal linear. No resultado do sistema alimentando carga não linear são mostradas as formas de onda da tensão, da corrente e a referência da tensão de saída. Nessa última imagem também é mostrada a taxa de distorção harmônica da tensão de saída.



(a) Operação a vazio

(b) Degrau aditivo

(c) Degrau subtrativo

(d) Carga não linear

Figura 4.6: Realização 1 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 1000rad/s$

Após observarmos todos os resultados de simulação dos projetos do Controlador Repetitivo no domínio contínuo, considerando as variações dos parâmetros ω_{RC} e α para as duas realizações propostas, podemos observar na Tabela 4.5 um resumo dos principais parâmetros que devem ser considerados na avaliação de desempenho dos controladores.

Além dos parâmetros de projeto ω_{RC} e α utilizados para cada uma das realizações, estão disponíveis na Tabela 4.5 os dados referentes ao erro de regime, os valores de desvio para os testes de degrau aditivo e subtrativo, bem como o tempo de recuperação para que o valor *RMS*

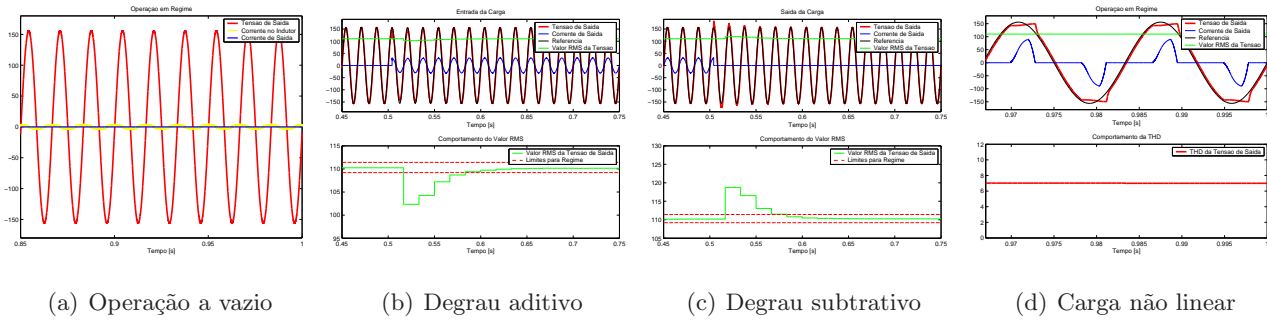


Figura 4.7: Realização 1 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 5000rad/s$

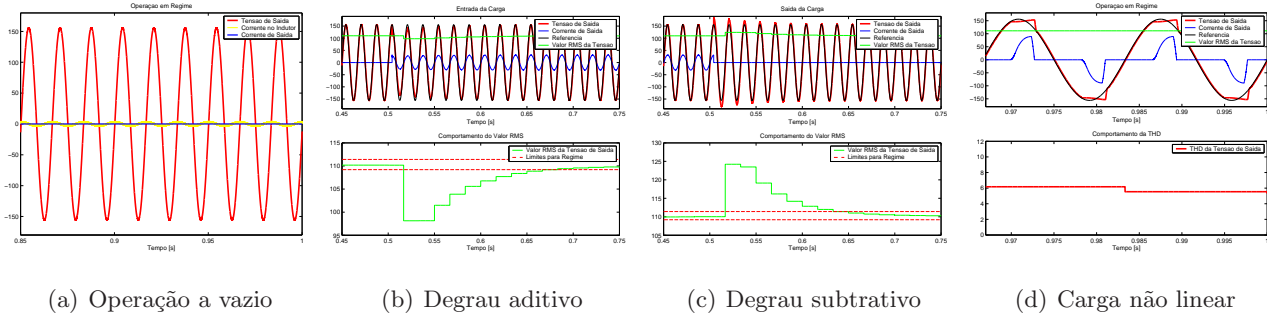


Figura 4.8: Realização 1 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 10000rad/s$

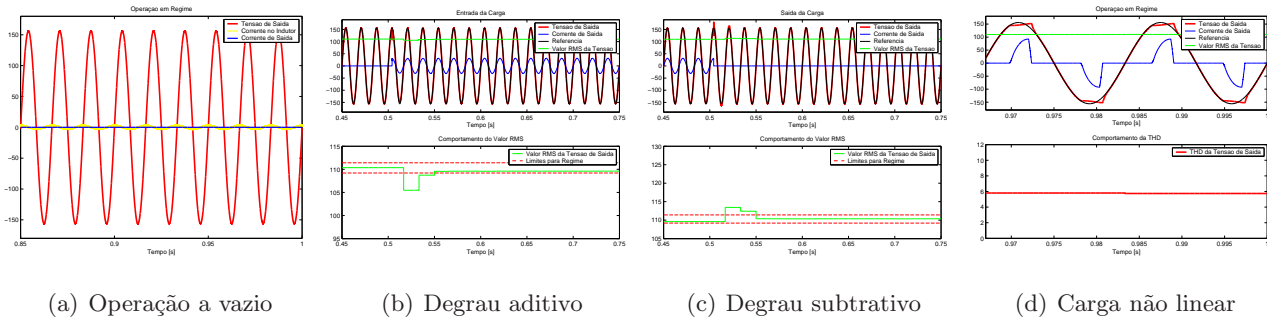


Figura 4.9: Realização 2 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 1000rad/s$

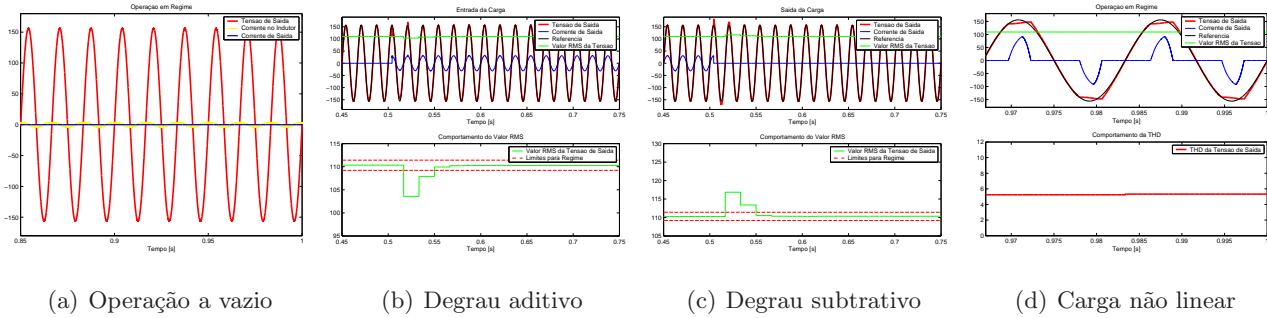


Figura 4.10: Realização 2 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 5000rad/s$

da tensão de saída retorne a faixa nominal. O dado de THD diz respeito ao sistema operando com carga não linear, uma vez que os valores desse parâmetro obtidos nas operações a vazio e

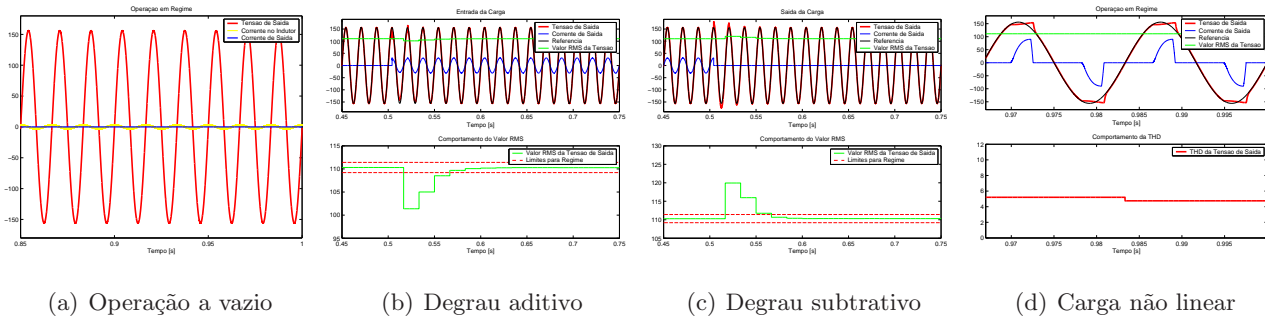


Figura 4.11: Realização 2 para o controlador contínuo com $\omega_{RC} = 10000\text{rad/s}$

Realiz	ω_{RC} (rad/s)	α	Erro Reg	Desvio	Tempo Recup	THD
1	1000	95	0,18%	-4,09% / +4,67%	2 ciclos	8,0%
1	5000	39	0,19%	-8,18% / +10,12%	5 ciclos	6,8%
1	10000	18	0,22%	-12,54% / +14,45%	8 ciclos	5,6%
2	1000	155	0,63%	-3,63% / +3,68%	2 ciclos	5,9%
2	5000	110	0,69%	-7,02% / +6,72%	2 ciclos	5,7%
2	10000	60	0,72%	-9,48% / +10,93%	3 ciclos	4,3%

Tabela 4.5: Resultado das simulações dos controladores no domínio contínuo

com carga linear praticamente não tiveram diferenças significativas entre as diversas simulações realizadas.

Conforme mostram os dados obtidos, quanto maior o valor da frequência de corte ω_{RC} do filtro do Controlador Repetitivo, melhor são os resultados obtidos na compensação dos distúrbios periódicos. Os menores valores de THD , nas duas realizações, foram obtidos no sistema operando com $\omega_{RC} = 10000\text{rad/s}$, demonstrando ser capaz de atender as recomendações da norma *IEC62040-3* [91]. Em contrapartida, a resposta dinâmica tornou-se extremamente lenta, como pode ser observado pelos elevados valores de desvio nos transitórios de carga e também pelos longos tempos de recuperação.

Outra característica importante que deve ser levada em conta diz respeito ao erro de regime. Nas simulações a Realização 2 apresentou valores levemente superiores aos da Realização 1. Entretanto, nos demais critérios de desempenho a Realização 2 obteve melhores resultados, principalmente no tempo de recuperação e também na THD da tensão de saída.

4.2.3 Discretização do Controlador

Apesar do projeto do controlador ter sido totalmente realizado no domínio contínuo, dificilmente a implementação prática poderá ser desenvolvida sem utilizar um sistema microcontrolado, operando no domínio discreto. Após ter sido realizado o projeto dos ganhos para a

realimentação de estados via processo de otimização, será obtida a versão discretizada do controlador aplicando a aproximação de Tustin, representada pela equação (4.4), onde T_S representa o período de amostragem do sinal.

$$s \approx \frac{2}{T_S} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.4)$$

Realização 1

Para a discretização da Realização 1, parte-se da função de transferência do Controlador Repetitivo no domínio contínuo, dada pela equação (4.5).

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{s + \omega_{RC}} \frac{1}{1 - \frac{\omega_{RC}}{s + \omega_{RC}} e^{-Ts}} \quad (4.5)$$

Através das propriedades da Transformada Z, temos que

$$z = e^{sT_S}$$

Logo, chega-se a:

$$e^{-Ts} = e^{\frac{-TsT_S}{T_S}} = z^{\frac{-T}{T_S}} = z^{-\gamma} \quad (4.6)$$

Substituindo a aproximação de Tustin (4.4) na função de transferência da Realização 1 (4.5) e utilizando as propriedades da Transformada Z (4.6), chega-se a equação (4.7).

$$\bar{G}_{RC}(z) = \frac{1}{\frac{2}{T_S} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \omega_{RC}} \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_{RC}}{\frac{2}{T_S} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \omega_{RC}} \right) z^{-\gamma}} \quad (4.7)$$

Manipulando a equação (4.7) é obtida a função de transferência discreta do Controlador Repetitivo para a Realização 1 (4.8), onde $\omega_T = \omega_{RC} T_S$ e $\gamma = T/T_S$ é um número inteiro dado pela relação entre o período de amostragem T_S e o período da variável de controle T .

$$\bar{G}_{RC}(z) = \frac{T_S + T_S z^{-1}}{(2 + \omega_T) + (\omega_T - 2)z^{-1} - \omega_T z^{-\gamma} - \omega_T z^{-\gamma-1}} \quad (4.8)$$

Realização 2

O procedimento de discretização da função de transferência da Realização 2 segue os mesmos passos utilizados pela Realização 1. Partindo da função de transferência no domínio contínuo dada pela equação (4.9).

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_{RC}}{s + \omega_{RC}} e^{-Ts}} \quad (4.9)$$

Substituindo a aproximação de Tustin (4.4) e utilizando as propriedades da Transformada Z (4.6), chega-se a equação (4.10).

$$\bar{G}_{RC}(z) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_{RC}}{\frac{2}{T_S} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \omega_{RC}} \right) z^{-\gamma}} \quad (4.10)$$

Manipulando a equação (4.10) é obtida a função de transferência discreta do Controlador Repetitivo para a Realização 2 (4.11), onde ω_T e γ possuem as mesmas relações apresentadas na Realização 1.

$$\bar{G}_{RC}(z) = \frac{(2 + \omega_T) + (\omega_T - 2)z^{-1}}{(2 + \omega_T) + (\omega_T - 2)z^{-1} - \omega_T z^{-\gamma} - \omega_T z^{-\gamma-1}} \quad (4.11)$$

4.2.4 Resultados de Simulação no Domínio Discreto

Para observar a influência do processo de discretização no desempenho dos controladores, foram realizadas simulações com as duas realizações para análise dos resultados. As simulações dos controladores no domínio discreto seguem a mesma filosofia empregada nas simulações em domínio contínuo, ou seja, para cada uma das realizações serão utilizados os mesmos parâmetros de projeto da Tabela 4.4. A análise do desempenho dos controladores será verificada através da operação a vazio, com carga linear e não linear. Ao final das simulações é apresentada a Tabela 4.6 onde são comparados os resultados obtidos.

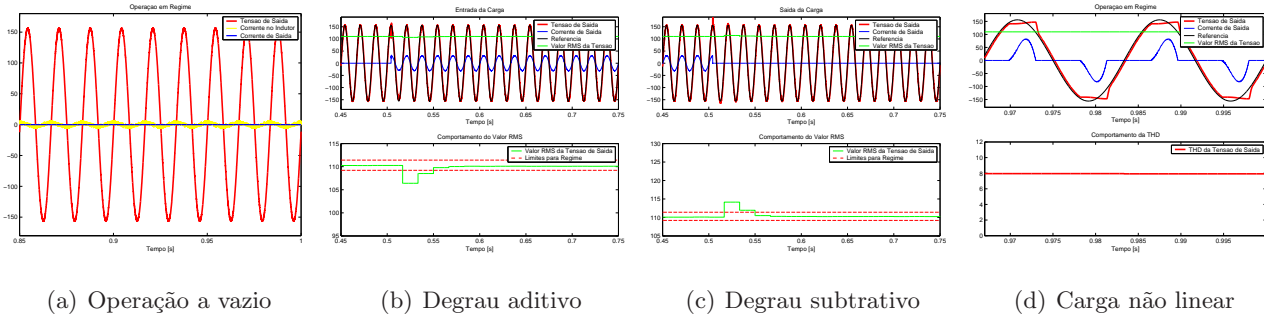


Figura 4.12: Realização 1 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 1000rad/s$

Comparando os dados resumidos pela Tabela 4.6 com os resultados obtidos no domínio contínuo, apresentados na Tabela 4.5, verifica-se que são muito semelhantes, demonstrando a pouca influência do processo de discretização no desempenho do sistema.

O comportamento característico dos Controladores Repetitivos fica evidente através da análise dos resultados. Elevando o valor da frequência de corte do filtro do controlador, obtemos um

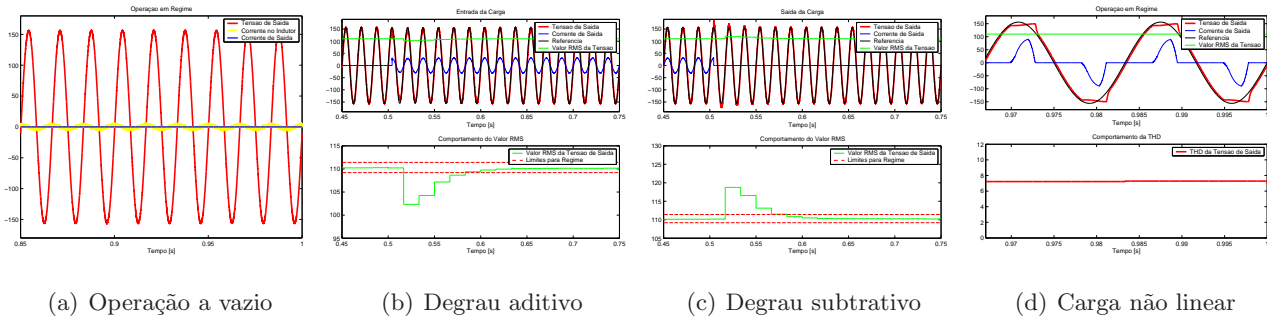


Figura 4.13: Realização 1 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 5000rad/s$

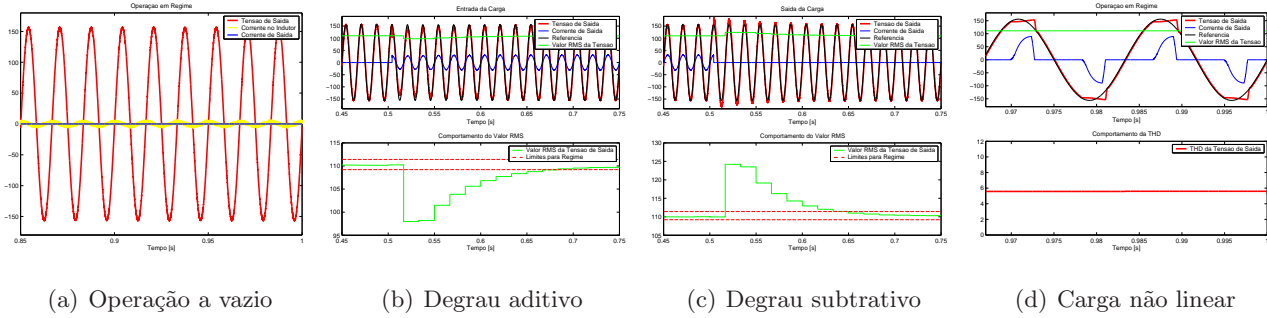


Figura 4.14: Realização 1 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 10000rad/s$

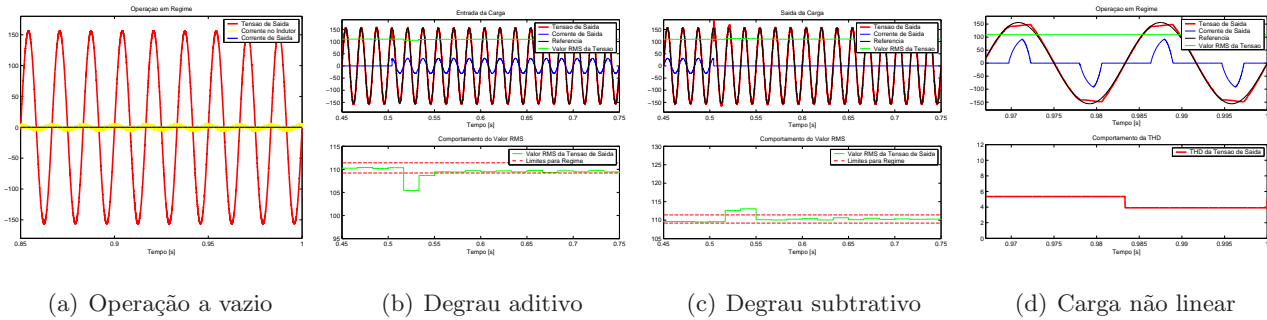


Figura 4.15: Realização 2 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 1000rad/s$

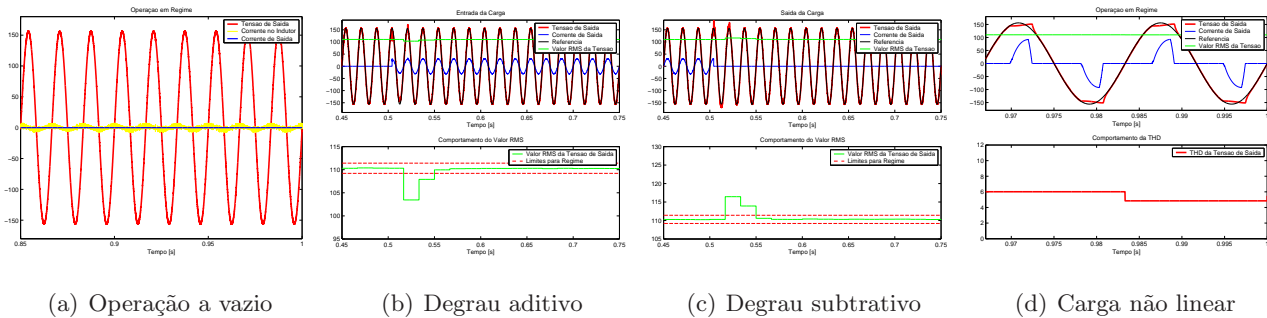


Figura 4.16: Realização 2 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 5000rad/s$

melhor desempenho na compensação das componentes harmônicas da tensão de saída, geradas pela carga não linear do tipo retificador e filtro capacitivo. Reduzindo a frequência de corte do

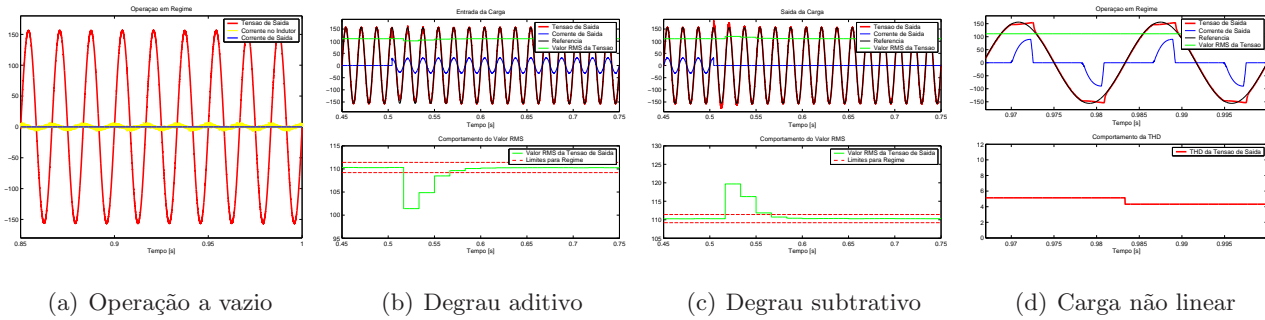


Figura 4.17: Realização 2 para o controlador discreto com $\omega_{RC} = 10000\text{rad/s}$

Realiz	$\omega_{RC}(\text{rad/s})$	α	Erro Reg	Desvio	Tempo Recup	THD
1	1000	95	0,18%	-4,18% / +4,55%	1 ciclo	7,9%
1	5000	39	0,20%	-7,78% / +8,86%	4 ciclos	6,6%
1	10000	18	0,20%	-13,07% / +12,72%	8 ciclos	5,8%
2	1000	155	0,64%	-4,66% / +4,17%	1 ciclo	5,3%
2	5000	110	0,67%	-7,22% / +7,61%	1 ciclo	4,8%
2	10000	60	0,68%	-9,93% / +10,22%	3 ciclos	4,3%

Tabela 4.6: Resultado das simulações dos controladores no domínio discreto

filtro, o sistema torna-se mais rápido, apresentando melhores resultados quando submetido a distúrbios não periódicos, como os transitórios aditivo e subtrativo de carga nominal linear.

Da mesma forma que pode ser verificado na simulação para o domínio contínuo, a Realização 2 apresentou um desempenho levemente inferior ao da Realização 1 em relação ao erro de regime. Nos resultados de desvio e tempo de recuperação o desempenho das duas realizações foi similar. Porém os testes com carga não linear mostraram um desempenho muito superior da Realização 2.

Dentre os diferentes projetos realizados com a Realização 2 pode ser verificado que, ao elevar o valor da frequência de corte do filtro, o ganho de desempenho na atenuação dos distúrbios periódicos sofreu uma leve melhora ao preço de uma considerável perda de desempenho nos distúrbios não periódicos. Dessa forma, o projeto que obtém o melhor compromisso entre desempenho dinâmico e atenuação de distúrbios periódicos foi obtido na Realização 2 com uma frequência de corte no filtro de $\omega_{RC} = 1000\text{rad/s}$.

4.3 Resultados Experimentais

Com resultados de simulação obtidos e analisados para os projetos dos controladores no domínio contínuo e também no domínio discreto, foram obtidos resultados experimentais para

comprovar a validade da metodologia de projeto desenvolvida nessa dissertação. Primeiramente será apresentada a plataforma de tempo real, bem como a estrutura de potência utilizada nas aquisições. Após serão apresentados os resultados experimentais obtidos com a Realização 2 para o projeto considerando um $\omega_{RC} = 1000\text{rad/s}$ em função dos resultados apresentarem a melhor relação entre desempenho estático, dinâmico e atenuação de distúrbios periódicos.

4.3.1 Plataforma de Tempo Real e Estrutura de Potência

A obtenção dos resultados experimentais foi realizada utilizando a placa de aquisição de dados *dSPACE® DS1104 R&D Controller Board*, mostrada na Figura 4.18.



Figura 4.18: DS1104 *Controller Board*

Esse sistema multi-função possui entradas para sinais analógicos e saídas digitais além de diversos periféricos e recursos de *hardware*, sendo alguns deles:

- Conversor A/D: 4 entradas multiplexadas de 16bits e 4 canais de 12bits
- Conversor D/A: 8 canais de 16bits
- Portas I/O: 20 portas disponíveis
- PWM: 6 canais independentes
- Clock da CPU: 250MHz

Utilizando o *software Matlab/Simulink®* em conjunto com a placa de controle DS1104, todos os blocos gráficos presentes nas simulações foram mantidos, conforme mostra a Figura 4.19.

A única alteração realizada foi a substituição o bloco *SimCoupler Module* representando a estrutura de potência, pelos blocos de entrada (conversores A/D) e saída (PWM) da placa *dSPACE*, conforme mostra a Figura 4.20 onde é apresentado em detalhes os blocos utilizados para interface com a placa de controle.

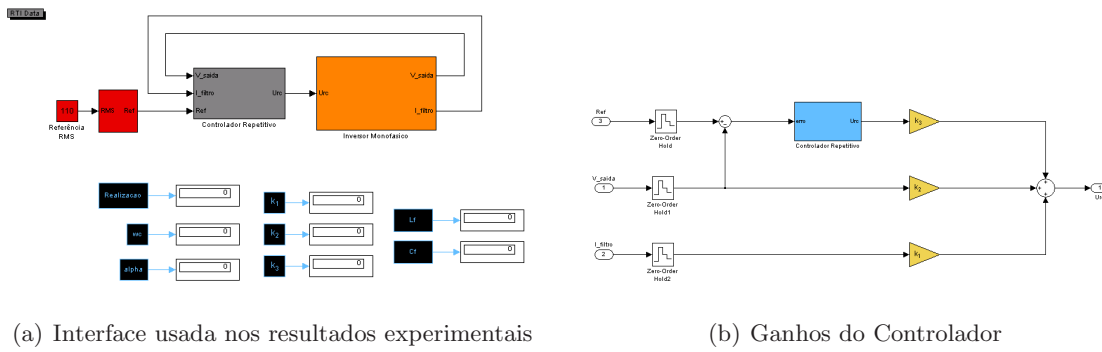


Figura 4.19: Controlador utilizado na aquisição dos resultados experimentais

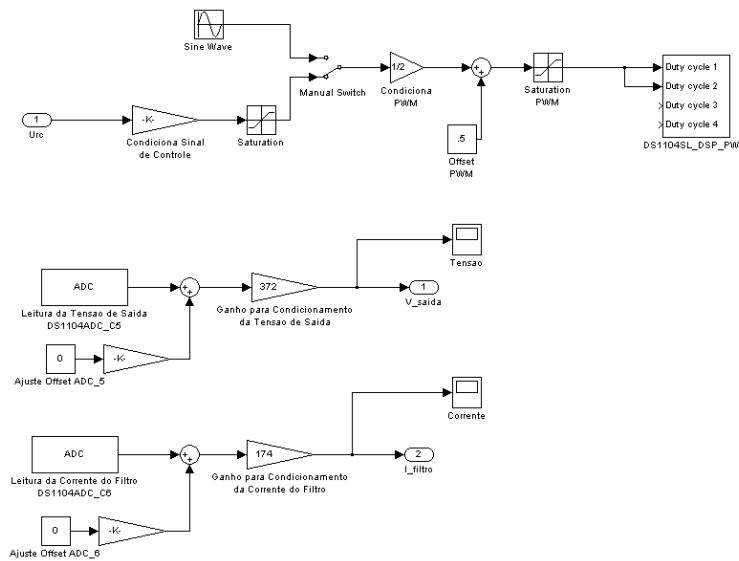


Figura 4.20: Interface com a placa de controle

Devido a ordem elevada da função de transferência do Controlador Repetitivo em função da elevada frequência de amostragem e da baixa frequência da variável a ser controlada, não foi possível aplicar diretamente a equação discreta do controlador devido a limitações no tempo de execução da placa de controle. Dessa forma, foram utilizados os blocos de atraso no domínio contínuo e realizada apenas a discretização do filtro passa baixa do Controlador Repetitivo. Na Figura 4.21 é apresentada a implementação utilizada para a obtenção dos resultados experimentais.

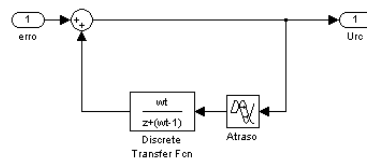


Figura 4.21: Realização 2 no domínio discreto

As aquisições foram obtidas utilizando dois osciloscópios da marca *Tektronix*[®], sendo um do

modelo TDS2014, responsável pelas aquisições das formas de onda da tensão e corrente. O outro instrumento, modelo THS720P, foi utilizado para a aquisição da distorção harmônica da tensão e corrente de saída, bem como as medições de potência na carga. As aquisições de corrente foram realizadas utilizando ponteiras da marca *HP/Agilent*[®], modelo 1146A. Os valores *RMS* da tensão de saída foram medidos pelo instrumento *True RMS* da marca *Fluke*[®], modelo 179.

Na Figura 4.22 temos uma visão geral da estrutura utilizada na obtenção dos resultados experimentais. No detalhe 4.22(b) são mostrados o módulo *IGBT* utilizado no inversor e a respectiva placa *driver*. Em 4.22(c) são mostrados os capacitores do barramento CC e o filtro passa baixa de saída e em 4.22(d) as cargas utilizadas nos testes.

A carga utilizada foi ajustada de acordo com os parâmetros da simulação. Entretanto, não foi possível obter os mesmos valores exatos. A seguir são apresentados os valores para a carga linear e não linear utilizadas nos ensaios experimentais.

$$R_L = 4,9\Omega$$

$$C_{NL} = 16900\mu F$$

$$R_{NL} = 6,3\Omega$$

O inversor utilizou módulo *IGBT* modelo SKM400GB128D fabricado pela *Semikron*[®] e a placa *driver*, do mesmo fabricante, modelo SKHI22A. A ponte retificadora trifásica utilizada no retificador de entrada foi fabricada pela *Crydom*[®], modelo M5060TB1200. A tensão trifásica de entrada foi obtida através de uma fonte regulável, ajustada para que o barramento CC atingisse a tensão de operação necessária, em torno de 530V.

4.3.2 Operação com Carga Nominal Linear

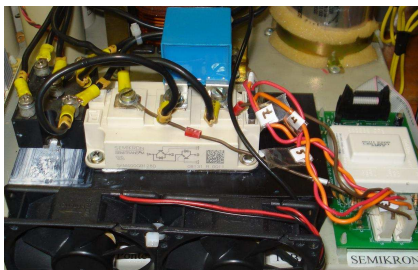
Nos testes com carga linear serão analisados o desempenho estático e dinâmico do controlador. Na operação a vazio, mostrada na Figura 4.23(a), percebe-se a forma de onda perfeitamente senoidal na saída do inversor com um valor extremamente baixo de distorção harmônica. A Figura 4.24(a) mostra o valor inferior a 1%.

Na operação com carga nominal linear, Figura 4.23(b), podem ser observadas as formas de onda da tensão, em amarelo, e da corrente, em azul. Mesmo sob carga nominal a distorção harmônica apresentou um ótimo desempenho. A Figura 4.24(b) mostra o valor obtido, em torno de 1,4%.

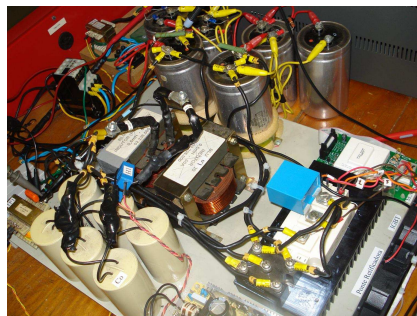
O valor da distorção harmônica da corrente da carga para a operação com carga nominal linear e a potência na saída do inversor podem ser observadas na Figura 4.25. O erro de regime atingiu um valor similar ao obtido nas simulações, ficando em torno de 0,63%.



(a) Visão geral do inversor



(b) IGBT e driver



(c) Estrutura de potência

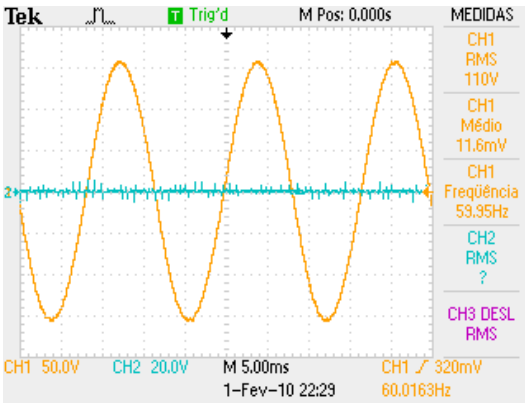


(d) Cargas

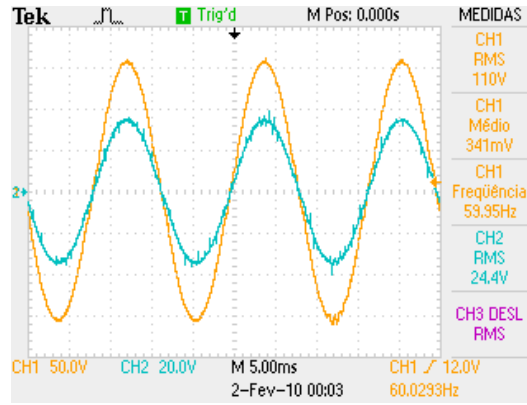
Figura 4.22: Estrutura utilizada na aquisição dos resultados experimentais

O desempenho dinâmico pode ser observado na Figura 4.26. A resposta aos transitórios de carga, tanto aditivo quanto subtrativo, apresentaram valores divergentes aos obtidos nas simulações. O valor do desvio para o transitório aditivo ficou em torno de 11,19%. No transitório subtrativo o desvio foi de 12,43% e o tempo de recuperação para os dois transitórios ficou em aproximadamente 80ms.

O cálculo do valor *RMS* da tensão de saída realizado a partir das aquisições leva em conta um

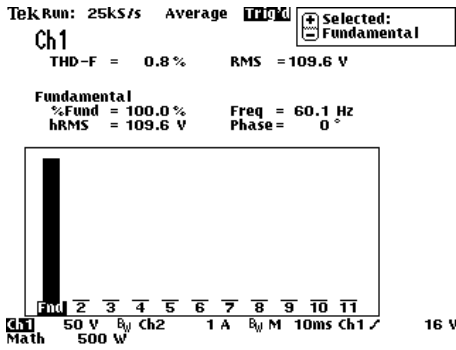


(a) Operação a vazio

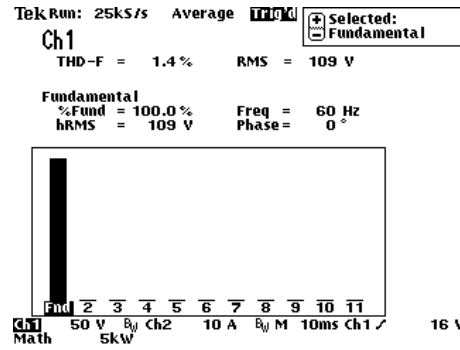


(b) Operação com carga linear

Figura 4.23: Resultados dos testes estáticos

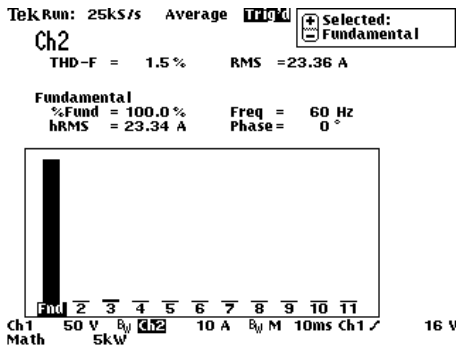


(a) THD da tensão a vazio

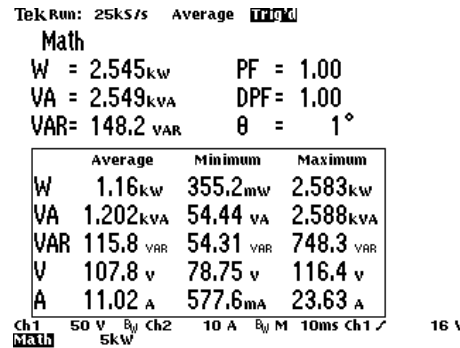


(b) THD da tensão com carga linear

Figura 4.24: Resultados de THD da tensão de saída a vazio e com carga linear



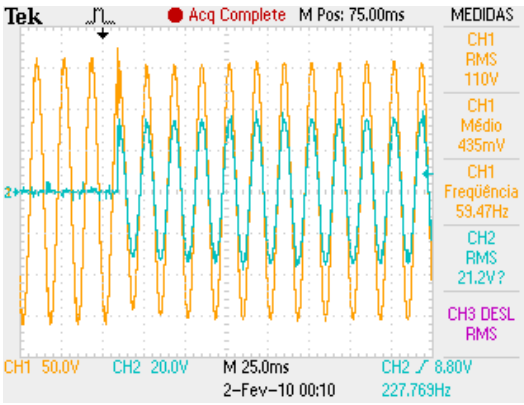
(a) THD da corrente



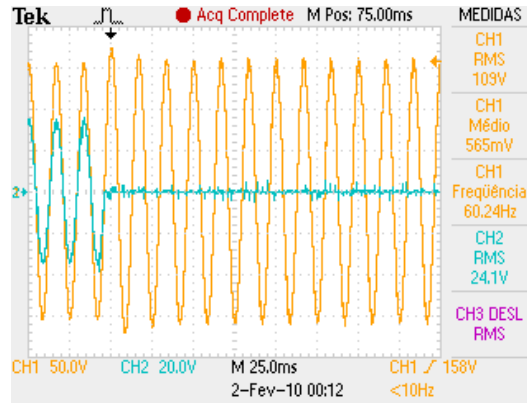
(b) Potência

Figura 4.25: THD da corrente de saída e potência da carga

número fixo de pontos para cada ciclo da rede. Porém, para cada ponto amostrado o valor *RMS* é recalculado, de forma a obter os valores extremos atingidos nos transitórios. Na simulação o cálculo é realizado considerando um ciclo inteiro do sinal de saída, não sendo possível obter os valores *RMS* máximo e mínimo durante os transitórios da carga.

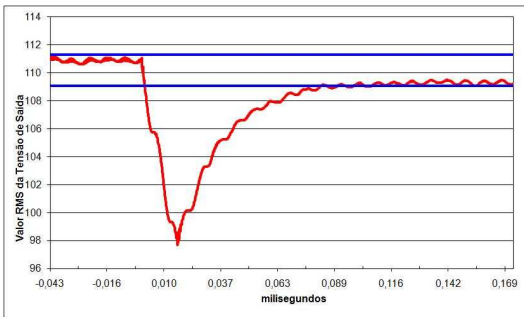


(a) Degrau aditivo

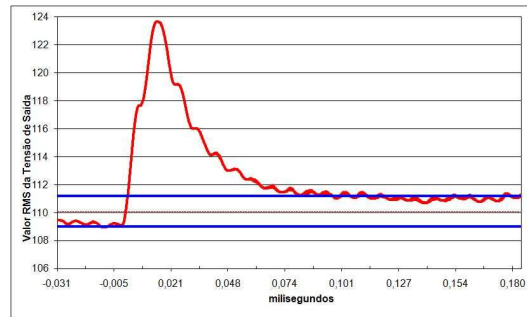


(b) Degrau subtrativo

Figura 4.26: Desempenho dinâmico do sistema com $\omega_{RC} = 1000rad/s$



(a) Degrau aditivo



(b) Degrau subtrativo

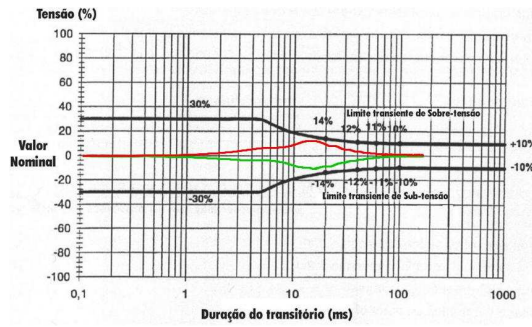
Figura 4.27: Desvio máximo e tempo de recuperação com $\omega_{RC} = 1000rad/s$

Mesmo apresentando valores superiores aos obtidos nas simulações, o desempenho obtido nos transitórios atende as curvas definidas pela norma *IEC62040-3* [91], conforme mostra a Figura 4.28 onde podem ser observados os três perfis de tolerância a transitórios e a resposta obtida nos testes. A curva em vermelho representa o transitório subtrativo e a curva em verde representa o transitório aditivo de carga nominal linear.

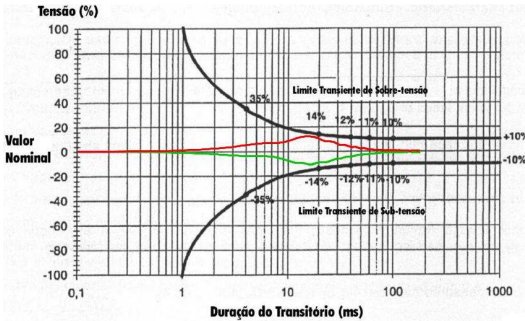
4.3.3 Operação com Carga Nominal Não Linear

Nos testes com carga não linear foi avaliado principalmente a atuação do Controlador Repetitivo na atenuação de distúrbios periódicos. Na Figura 4.29 pode ser observada a forma de onda da tensão, em amarelo, e da corrente, em azul, na saída do inversor.

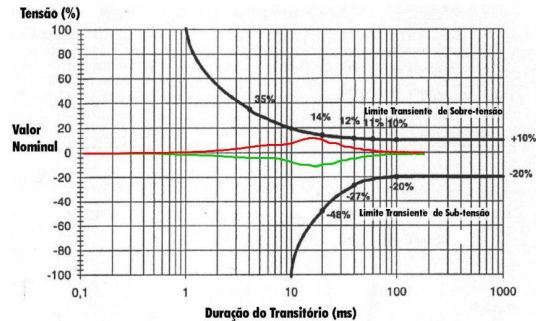
Na Figura 4.30 são apresentados os valores de distorção harmônica para a tensão na saída do inversor, da corrente drenada pela carga e a potência total. Mesmo com uma corrente extremamente distorcida na saída do inversor, a tensão permaneceu com níveis de *THD* em torno de 5,3%, semelhante ao obtido em simulação, sendo esse valor muito próximo ao recomendado



(a) Perfil 1



(b) Perfil 2



(c) Perfil 3

Figura 4.28: Curvas de tolerância em transitórios de tensão - IEC62040-3

Real,	$\omega_{RC}(rad/s)$	α	V_{OUT} vazio	V_{OUT} nom.	Erro Reg	Desvio	Tempo Rec.	THD
2	1000	155	110,1V	109,4V	0,63%	-11,19% / +12,43%	4,8 ciclos	5,3%

Tabela 4.7: Resultado das aquisições do Controlador Repetitivo

pela norma IEC62040-3 [91], que é de 5%. Nessa situação percebe-se a atuação do Controlador Repetitivo, demonstrando grande capacidade na atenuação das componentes harmônicas da tensão, introduzidas pela carga não linear.

Na Tabela 4.7 são apresentados, de forma resumida, os principais resultados obtidos nos experimentos realizados. Pode ser observado o valor *RMS* da tensão de saída operando a vazio e com carga nominal, sendo derivado a partir desses dados o erro de regime do sistema. Também são apresentados os dados referentes aos testes transitórios e tempo de recuperação, realizados com carga linear, e a distorção harmônica total da tensão de saída operando com carga nominal não linear.

4.4 Síntese do Capítulo

Este Capítulo apresentou inicialmente uma descrição da planta utilizada na obtenção dos resultados experimentais. Também apresentou-se uma metodologia para o dimensionamento de

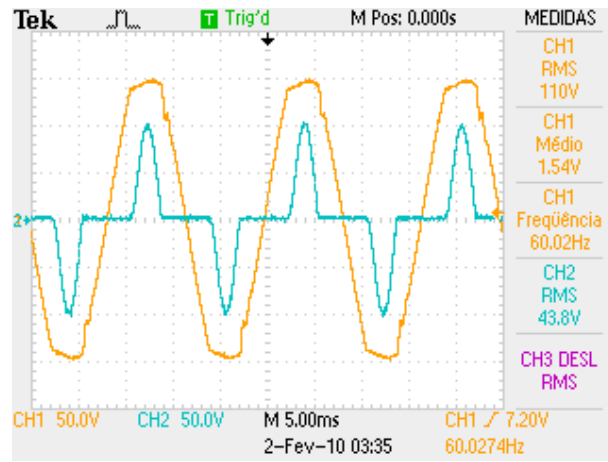
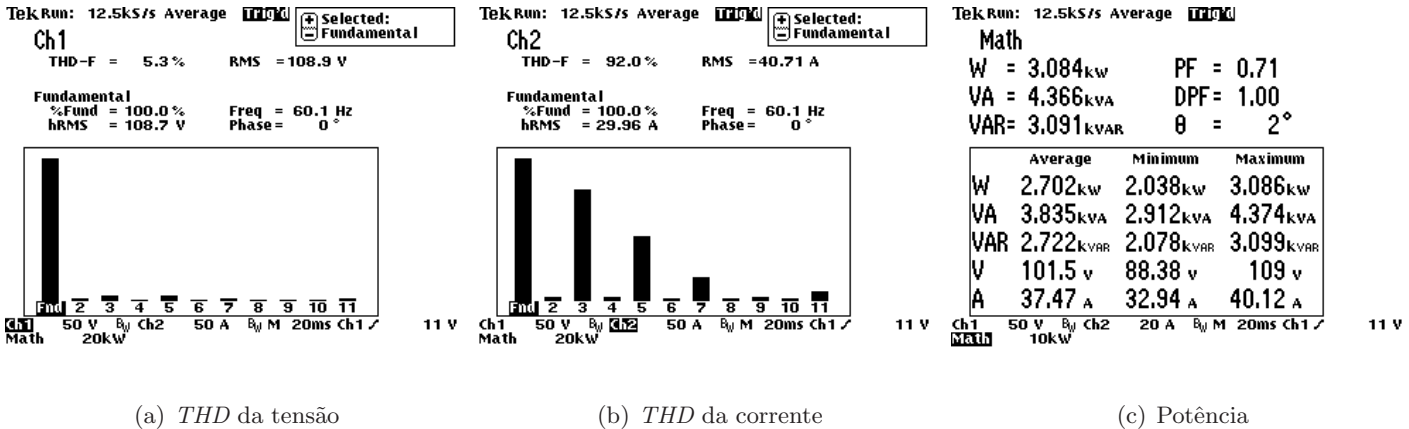


Figura 4.29: Forma de onda da tensão de saída alimentando carga não linear com $\omega RC = 1000rad/s$



(a) THD da tensão

(b) THD da corrente

(c) Potência

Figura 4.30: THD da tensão, corrente de saída e potência da carga

cargas não lineares visando a verificação do desempenho do controlador para sistemas UPS. Uma análise comparativa das cargas utilizadas em uma série de trabalhos envolvendo Controladores Repetitivos para inversores CC-CA foi realizada, onde observou-se que na grande maioria dos casos não são adotados os procedimentos especificados pelas principais normas para o dimensionamento de cargas não lineares.

A seguir, foram apresentados os resultados de simulação para o Controlador Repetitivo no domínio contínuo e discreto. Os resultados experimentais foram obtidos para o projeto que apresentou o melhor compromisso entre desempenho dinâmico e atenuação de distúrbios periódicos. Através das simulações, tanto no domínio contínuo quanto no discreto, foi possível analisar as principais características do Controlador Repetitivo. Também foi possível verificar que o processo de discretização do controlador não produziu influências significativas no desempenho do sistema.

Os resultados experimentais obtidos apresentaram algumas diferenças quando comparado aos

resultados de simulações. Em relação a taxa de distorção harmônica os resultados foram muito semelhantes. Entretanto o desvio do valor *RMS* da tensão de saída e o tempo de recuperação apresentaram uma significativa diferença.

Os cálculos para o valor *RMS* da tensão de saída, realizados na simulação, levam em conta as aquisições de um ciclo completo do sinal. Já os dados obtidos nos resultados experimentais calculam o valor *RMS* a cada ponto amostrado pelo osciloscópio, deslocando o cálculo ao longo de todas as aquisições mantendo fixo o número de pontos considerados. Dessa forma, é possível obter os valores *RMS* da tensão de saída nos piores instantes do transitório de carga.

Porém a principal diferença nos resultados experimentais ficou no tempo de recuperação da tensão de saída. Em função das dificuldades de implementação do Controlador Repetitivo através da interface de tempo real, devido a ordem elevada da função de transferência discreta, foi discretizado apenas o filtro passa baixa do controlador. O bloco de atraso do sinal de erro foi utilizado no domínio contínuo. Dessa forma, os resultados sofreram degradações pois não foi possível garantir um número inteiro de amostras dentro de um período completo da tensão de saída, uma vez que o atraso do sinal foi gerado através das rotinas próprias da interface.

Mesmo assim, os resultados obtidos podem ser considerados satisfatórios. Considerando os critérios de desempenho definidos pela norma IEEE 944 o valor máximo para a distorção harmônica fica em 5%. Já na norma *IEC62040-3*, o valor máximo de distorção harmônica na saída de uma *UPS* deve ser inferior a 8%, sendo obtido um valor de 5,3% que praticamente atende ambas recomendações. Em relação ao desempenho dinâmico, mesmo apresentando valores superiores aos da simulação, o sistema atende às curvas de resposta transitória também definidas pela *IEC62040-3*, validando a proposta de projeto apresentada nessa dissertação.

Capítulo 5

Contribuições e Comentários Finais

Este trabalho buscou introduzir uma nova metodologia de projeto para Controladores Repetitivos, onde a sintonia dos ganhos utilizados pelo controle são obtidos numericamente através da formulação do problema de controle via otimização convexa. Essa metodologia de projeto foi desenvolvida e aplicada em uma *UPS*, baseando-se na modelagem matemática obtida para o conversor. Foram realizados diferentes projetos para duas realizações do Controlador Repetitivo, buscando obter o melhor compromisso entre o desempenho dinâmico para transitórios de carga e o desempenho com distúrbios periódicos, atenuando as componentes harmônicas introduzidas pela corrente não linear drenada pelas cargas do tipo retificador com filtro capacitivo.

5.1 Contribuições do Trabalho

A metodologia de projeto apresentada nessa dissertação foi desenvolvida a partir da modelagem do sistema por espaço de estado aumentado. Incluindo a dinâmica do Controlador Repetitivo junto à dinâmica do sistema foi possível obter os ganhos para a realimentação dos estados da planta e também do controlador. Utilizando a formulação do problema de estabilidade em termos de funcionais de Lyapunov-Krasovskii, foram inseridas condições para minimizar o sinal de controle, evitando a saturação do controlador, e também uma taxa de decaimento mínima, buscando obter um desempenho mínimo para o sistema durante transitórios de carga.

A validação da metodologia de projeto foi realizada através de uma plataforma mista de simulação. Operando em conjunto foram utilizados os *softwares Matlab/Simulink*[®] e *PSIM*[®] obtendo todos os recursos gráficos e matemáticos do primeiro aliados a simplicidade na implementação de conversores estáticos do segundo.

Os resultados de simulação foram obtidos para duas diferentes realizações de Controladores Repetitivos, ambas utilizando diferentes valores para a frequência de corte do filtro do contro-

lador. Através desses diferentes projetos foi possível avaliar os resultados das duas realizações elegendo a que apresentou o melhor compromisso entre desempenho dinâmico e atenuação de distúrbios periódicos.

Para a obtenção de resultados experimentais foi utilizada uma placa de aquisição de dados do fabricante *dSPACE*, modelo DS1104, operando em conjunto com o *software Matlab/Simulink*[®], através da interface de tempo real. Essa estrutura é extremamente flexível pois possibilita a realização de diferentes projetos de controle através da mesma interface utilizada na simulação do sistema.

Os testes realizados seguiram as recomendações de normas internacionais tanto para avaliar o comportamento estático e dinâmico do sistema quanto para a definição dos parâmetros de teste. Conforme mostrado no Capítulo 2, diversos trabalhos apresentam resultados da atuação de Controladores Repetitivos na atenuação de distúrbios periódicos. Entretanto, poucas referências adotam cargas padronizadas na obtenção de resultados experimentais, tornando difícil realizar comparações de desempenho com outros trabalhos.

Nessa dissertação os distúrbios periódicos foram obtidos através do uso de cargas não lineares do tipo retificador com filtro capacitivo, sendo os parâmetros de resistência e capacitância da carga definidos de acordo com as recomendações apresentadas em [91, 90]. A análise dos transitórios de carga também foram realizados com base nas curvas apresentadas em [91].

5.2 Resultados Obtidos

Nas simulações realizadas utilizando o Controlador Repetitivo foi possível perceber consideráveis diferenças entre as duas realizações. Apenas no erro de regime a Realização 2 mostrou resultados levemente inferiores aos da Realização 1. Nos demais testes dinâmicos a Realização 2 apresentou desvios do valor *RMS* da tensão de saída semelhantes aos da Realização 1 para transitórios de carga, porém os tempos de recuperação foram inferiores. Em relação a *THD* novamente a Realização 2 apresentou valores inferiores, demonstrando uma maior capacidade na rejeição dos distúrbios periódicos.

Em função dos resultados superiores a Realização 2 foi escolhida para a implementação prática. Analisando os resultados para os diversos projetos realizados com diferentes valores na frequência de corte do filtro do controlador, foi verificado que o compromisso entre desempenho dinâmico e atenuação de distúrbios foi obtido com $\omega_{RC} = 1000rad/s$. Nos resultados experimentais utilizando os ganhos sintetizados para esse parâmetro de projeto, alguns parâmetros apresentaram resultados extremamente semelhantes aos da simulação, como por exemplo o erro de regime e a *THD* da tensão de saída. Os resultados de desvio e tempo de recuperação apre-

sentaram divergências consideráveis em relação as simulações devido a diferenças nos métodos de cálculos do valor *RMS* entre o *software* de simulação e na análise de transitórios realizada. Dificuldades na implementação do Controlador Repetitivo através da interface de tempo real também contribuíram para a degradação dos resultados. Devido a elevada ordem do controlador discreto não foi possível atingir frequências de amostragem suficientemente altas, de forma a garantir o desempenho obtido nas simulações.

Os Controladores Repetitivos foram inicialmente desenvolvidos para serem sistemas de controle simples e com elevada precisão no seguimento/rejeição de sinais periódicos. Como pode ser visto ao longo desse trabalho, essa técnica de controle realmente atende a essas premissas. Sistemas de controle com múltiplos controladores ressonantes apresentam características semelhantes aos Controladores Repetitivos. Entretanto nessa estrutura, a representação por espaço de estados aumentado permite a obtenção de ganhos individuais para cada um dos compensadores. Dessa forma, é possível estabelecer os critérios de D-Estabilidade, posicionando os pólos do sistema em malha fechada dentro de uma região que garanta um desempenho dinâmico para toda a faixa de incerteza do sistema, permitindo obter bons resultados tanto nos distúrbios periódicos quanto nos não periódicos. Nos Controladores Repetitivos não é possível atuar individualmente sobre cada par de pólos do sistema, não sendo possível definir uma região para o posicionamento dos pólos do sistema em malha fechada para toda a faixa de incerteza.

Os múltiplos controladores ressonantes apresentam dinâmica extremamente rápida e elevada capacidade de rejeição de harmônicos. Porém, além dos estados da planta, cada compensador ressonante insere ao menos dois estados ao sistema aumentado. Para garantir o seguimento da referência senoidal com dinâmica rápida e rejeição de múltiplos harmônicos, as matrizes atingem ordens elevadas e, dependendo das restrições de projeto estabelecidas, dificultam a obtenção dos ganhos. Além disso, a implementação dos múltiplos compensadores exige um esforço computacional elevado e, dependendo da frequência de amostragem utilizada, pode tornar inviável a sua utilização.

Os Controladores Repetitivos necessitam apenas uma certa quantidade de memória para a realização do atraso do sinal, sendo extremamente baixo o esforço computacional exigido quando comparado aos múltiplos controladores ressonantes. Dessa forma, pode-se concluir que o Controlador Repetitivo é uma técnica extremamente simples e eficiente na compensação de distúrbios periódicos e, com a continuação das pesquisas e desenvolvimento dessa metodologia de projeto, é possível melhorar o desempenho dinâmico desse sistema.

5.3 Perspectivas Futuras

A partir da metodologia de projeto para os Controladores Repetitivos apresentada nessa dissertação, foi possível obter bons resultados para a operação em regime e também um bom desempenho transitório, considerando as duas diferentes realizações do controlador e também diferentes projetos de filtro. Como proposta para trabalhos futuros podemos citar:

- Determinar uma estrutura alternativa para o Controlador Repetitivo de maneira a desacoplar a relação entre desempenho em regime permanente e desempenho dinâmico. Isto é, utilizar uma estrutura adicional de maneira a permitir utilizar o filtro $q(s)$ com uma frequência de corte elevada sem comprometer a resposta transitória.
- Aplicação dessa metodologia de projeto considerando a inclusão de novas restrições na formulação *LMI* de maneira a garantir a estabilidade na presença de saturação do sinal de controle.
- Verificar se a utilização de um controlador misto com ação ressonante na resposta dinâmica e ação repetitiva na rejeição de distúrbios periódicos de carga melhora a resposta do sistema. Neste caso, o controlador misto permanecerá simples, tendo poucos parâmetros para serem ajustados e pequeno esforço computacional devido a simplicidade das funções de transferência dos controladores envolvidos.

Referências Bibliográficas

- [1] G. Willmann, “Estudo e implementação de estratégias de controle aplicadas a fontes ininterruptas de energia,” Master (Thesys), PPGEE,PUCRS, Porto Alegre, Brazil, 2004.
- [2] ABNT, *NBR 15014: Conversor a semiconductor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia*. Rio de Janeiro, Brazil: ABNT, 2003.
- [3] L. Sainz, M. J.J, and A. Ferrer, “Characterization on non-linear load behavior,” *Electric Power Systems Research*, no. 78, pp. 1773–1783, 2008.
- [4] T. K. Jappe, “Controle discreto aplicado ao retificador boost sob interrupções instantâneas de tensão de alimentação utilizando fpga,” Master (Thesys), PGEEL,UFSC, Florianopolis, Brazil, 2009.
- [5] S. Bekiarov and A. Emadi, “Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control,” in *Proceedings of the Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 2002, pp. 597–604 vol.1.
- [6] A. S. Martins, G. Gabiatti, and G. Bonan, “Nobreaks - principais topologias,” in *CP Eletrônica S.A.*, 2007. [Online]. Available: http://www.cp.com.br/upl/artigo_1.pdf
- [7] A. Figueira, *Sistemas No-Breaks Estáticos*. Rio de Janeiro, BR: Antenna Edições Técnicas, Ltda., 2005.
- [8] A. Jouanne, P. N. Enjeti, and D. J. Lucas, “Dsp control of high-power UPS feeding nonlinear loads,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 1, pp. 121–125, 1996.
- [9] —, “Dsp control of high-power UPS feeding nonlinear loads,” in *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 1, 1995, pp. 495–499.
- [10] C. Rech and J. Pinheiro, “Analysis and design of a predictive pid controller for pwm inverters with nonlinear cyclic loads,” in *Proceedings of the International Conference on Industry Applications*, 2000, pp. 1–6.

- [11] G. Willmann, D. Coutinho, L. Pereira, and F. Libano, "Multiple-loop h-infinity control design for uninterruptible power supplies," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 1–12, 2007.
- [12] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 654–664, 2009.
- [13] C. Z. Nazário, "Controle por realimentação linear de variáveis de estado com modelo interno senoidal aplicado a fontes ininterruptas de energia," Master (Thesys), PPGEE,PUCRS, Porto Alegre, Brazil, 2007.
- [14] G. Thomaz, "Projeto de leis de controle robusto do tipo psc via realimentação de estados aplicada a um sistema ups," Master (Thesys), PPGEE,PUCRS, Porto Alegre, Brazil, 2009.
- [15] B. A. Francis and W. M. Wonham, "The internal model principle in control theory," *Automatica*, vol. 12, pp. 457–465, 1976.
- [16] R. Costa-Castello, J. Nebot, and R. Griño, "Demonstration of the internal model principle by digital repetitive control of an educational laboratory plant," *Education, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 1, pp. 73–80, Feb 2005.
- [17] L. F. A. Pereira, G. Bonan, G. Thomaz, and D. F. Coutinho, "Robust PSC control design for sinusoidal tracking in uninterruptible power supplies," in *Proceedings of the 10th Brazilian Power Electronics Conference*, September 2009.
- [18] P. C. Loh, M. Newman, D. Zmood, and D. Holmes, "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 5, pp. 1176–1185, 2003.
- [19] G. Xiaoqiang, Z. Qinglin, and W. Weiyang, "A single-phase grid-connected inverter system with zero steady-state error," in *Proceedings of the Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 2006, 2006, pp. 1–5.
- [20] A. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems," in *Proceedings of the Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2006, pp. 1601–1606.

- [21] R. Costa-Castello, R. Griño, and E. Fossas, “Resonant control of a single-phase full-bridge unity power factor boost rectifier,” in *Proceedings of the 16th IEEE International Conference on Control Applications*, October 2007, pp. 599–604.
- [22] J. Ghosh and B. Paden, “Nonlinear repetitive control,” *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 949–954, 2000.
- [23] G. Escobar, J. Leyva-Ramos, P. Martinez, and A. Valdez, “A repetitive-based controller for the boost converter to compensate the harmonic distortion of the output voltage,” *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 3, 2005.
- [24] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, and P. Mattavelli, “A repetitive-based controller for UPS using a combined capacitor/load current sensing,” in *Proceedings of the 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Recife, Brazil, June 2005, pp. 955–961.
- [25] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, and P. Mattavelli, “Repetitive-Based controller for a UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 1, pp. 504–510, 2007.
- [26] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 5, pp. 1826–1835, 2007.
- [27] A. Asiminoaei, C. Lascu, F. Blaabjerg, and I. Boldea, “New current control structure for shunt active power filters,” in *Proceedings of the 41st IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, vol. 1, 2006, pp. 183–190.
- [28] 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,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 3, pp. 836–841, 2006.
- [29] W. Lenwari, M. Summer, P. Zanchetta, and M. Culea, “A high performance harmonic current control for shunt active filters based on resonant compensators,” in *Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Conference*, 1996, pp. 2109–2114.
- [30] S. Fukuda and R. Imamura, “Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 2, pp. 420–426, 2005.
- [31] D. N. Zmood and D. G. Holmes, “Improved voltage regulation for current-source inverters,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 1028–1036, 2001.

- [32] F. Li, Y. Zou, W. Chen, and J. Zhang, "Comparison of current control techniques for single-phase voltage-source pwm rectifiers," in *Proceedings of the International Conference of Industrial Technology*, vol. 1, 2008, pp. 1–4.
- [33] R. Gupta, A. Ghosh, and A. Joshi, "Control of 3-level shunt active power filter using harmonic selective controller," in *Proceedings of the Power India Conference*, vol. 1, 2006, pp. 1–7.
- [34] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 1, pp. 23–26, 1993.
- [35] S. Jung and Y. Tzou, "Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 4, pp. 567–577, 1996.
- [36] 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," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 831–843, 2003.
- [37] A. H. Besheer, H. M. Emar, and M. M. A. Aziz, "Wind energy conversion system regulation via lmi fuzzy pole cluster approach," *Power Electronics System Research*, pp. 531–538, 2009.
- [38] L. Cuiyan, Z. Dongchun, and Z. Xianyi, "A survey of repetitive control," in *Proceedings of the International Conference on Intelligent Robots and Systems*, vol. 2, 2004, pp. 1160–1166.
- [39] —, "Theory and applications of the repetitive control," in *Proceedings of the SICE Annual Conference*, vol. 1, 2004, pp. 27–34.
- [40] B. Cheowait, B. Panomruttanarug, and W. Lenwari, "Design and analysis of current control for shunt active filter based on repetitive control technique using optimization in the frequency domain," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 2008, pp. 871–876.
- [41] G. Escobar, J. Leyva-Ramos, P. Martinez, and A. Valdez, "A repetitive-based controller for the boost converter to compensate the harmonic distortion of the output voltage," in *Proceedings of the 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Recife, Brazil, June 2005, pp. 2709 – 2715.
- [42] G. Escobar, M. Hernandez-Gomez, P. Martinez, and M. Martinez-Montejano, "A repetitive-based controller for a power factor precompensator," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 9, 2007.

- [43] K. Zhou, K.-S. Low, S.-H. Tan, D. Wang, and Y.-Q. Ye, "Odd-harmonic repetitive controlled cvcf pwm inverter with phase lead compensation," in *Proceedings of the IEEE 39th Annual Meeting of Industry Applications Conference*, vol. 1, 2004, pp. 177–182.
- [44] Y. Ye, K. Zhou, B. Zhang, D. Wang, and J. Wang, "High-performance repetitive control of pwm dc-ac converters with real-time phase-lead fir filter," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 8, pp. 768–772, 2006.
- [45] B. Zhang, D. Wang, K. Zhou, and Y. Wang, "Linear phase lead compensation repetitive control of a cvcf pwm inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 4, pp. 1595 – 1602, 2008.
- [46] L. Michels, M. Stefanello, and H. A. Gründling, "Controlador repetitivo para inversores pwm com referência de frequência variável," *SBA Controle & Automação*, vol. 16, no. 2, pp. 221–242, 2009.
- [47] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata, and M. Nakano, "Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 7, pp. 659–668, Jul 1988.
- [48] T. Inoue, I. S., and M. Nakano, "High accuracy control of a proton synchrotron magnet power supply," in *Proceedings of the 8th World Congress of IFAC*, 1981, pp. 216–221.
- [49] T. Inoue, M. Nakano, and I. S., "High accuracy control of servomechanism for repeated contouring," *Proceedings of the 10th Annual Symp. Incremental Motion Contr. Syst. and Devices*, pp. 285–292, 1981.
- [50] C. Rech and J. Pinheiro, "New repetitive control system of pwm inverters with improved dynamic performance under nonperiodic disturbances," in *Proceedings of the 35th Annual IEEE Power electronics Specialists Conference*, vol. 1, 2004, pp. 54–60.
- [51] C. Rech, H. Hey, H. Grundling, H. Pinheiro, and J. Pinheiro, "An algorithm for improving the transient response of repetitive controlled pwm inverters under non-periodic disturbances," in *Proceedings of the 7th Brazilian Power Electronics Conference*, vol. 1, 2003, pp. 744–750.
- [52] M. Li, Z. He, and Y. Xing, "Analysis and design of repetitive controlled inverter system with high dynamic performance," in *Proceedings of the 5th CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 3, 2006, pp. 1–5.

- [53] C. Rech, H. Pinheiro, H. Grudling, H. Hey, and J. Pinheiro, "Analysis and design of a repetitive predictive-pid controller for pwm inverters," in *Proceedings of the IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, 2001, pp. 986–991.
- [54] W. Wei, S. Panda, and J.-X. Xu, "Control of high performance dc-ac inverters using frequency domain based repetitive control," in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, vol. 1, 2005, pp. 442–447.
- [55] P. Mattavelli and F. P. Marafao, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 5, pp. 1018–1024, 2004.
- [56] Z. Cao and G. F. Ledwich, "Adaptive repetitive control to track variable periodic signals with fixed sampling rate," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 7, no. 3, pp. 378–384, 2002.
- [57] T.-C. Tsao and Y.-X. Qian, "An adaptive repetitive control scheme for tracking periodic signals with unknown period," in *Proceedings of the American Control Conference*, 1993, pp. 1736–1741.
- [58] Y. Wang, D. Wang, B. Zhang, and K. Zhou, "Fractional delay based repetitive control with application to pwm dc/ac converters," in *Proceedings of the 16th IEEE International Conference on Control Applications*, 2007, pp. 928–933.
- [59] Y. Ye, B. Zhang, K. Zhou, D. Wang, and Y. Wang, "High-performance cascade-type repetitive controller for cvcf pwm inverter: analysis and design," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 112–118, 2007.
- [60] C. Cosner, G. Anwar, and M. Tomizuka, "Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol. 3, 1990, pp. 1970–1975.
- [61] S. Chen, Y. Lai, S.-C. Tan, and C. Tse, "Optimal design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverters," in *Proceedings of the 29th International Telecommunications Energy Conference*, 2007, pp. 236–241.
- [62] T.-Y. Doh and J. R. Ryoo, "Add-on type repetitive controller design for the feedback control system satisfying the robust performance condition," in *Proceedings of the 7th Asian Control conference*, 2009, pp. 1582–1587.

- [63] 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,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 5, pp. 973–981, 1999.
- [64] K. Zhou, D. Wang, B. Zhang, and Y. Wang, “Dual-mode structure repetitive control,” in *Proceedings of the Chinese Control Conference*, 2007, pp. 525–529.
- [65] ———, “Plug-In Dual-Mode-Structure repetitive controller for CVCF PWM inverters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 3, pp. 784–791, 2009.
- [66] W. S. Chang, I. H. Suh, and J.-H. Oh, “Synthesis and analysis of digital multiple repetitive control systems,” in *Proceedings of the American Control Conference*, 1998, pp. 2687–2691.
- [67] Y. Yamamoto, “Learning control and related problems in infinite-dimensional systems,” in *Essays on Control*, eds. H.L. Trentelman and J.C. Willems, Birkhauser, 1993, pp. 191–222.
- [68] H.-J. Chen and R. Longman, “The importance of smooth updates in producing good error levels in repetitive control,” in *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 1, 1999, pp. 258–263.
- [69] K. Gu, V. Kharitonov, and J. Chen, *Stability of time-delay systems*. Birkhäuser, 2003.
- [70] S. Boyd, E. Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, 1st ed. Philadelphia, PA: SIAM, 1994.
- [71] G. E. Dullerud and F. Paganini, *A Course in Robust Control Theory - A Convex Approach*. New York: Springer-Verlag, 1999.
- [72] M. Z. Oliveira, “Estabilidade robusta de sistemas lineares com tempo discreto sujeitos a atraso no estado,” Master (Thesis), PPGEE, PUCRS, Porto Alegre, Brazil, 2008.
- [73] G. Chesi, A. Garulli, A. Tesi, and A. Vicino, *Homogeneous Polynomial Forms for Robustness Analysis of Uncertain Systems*. New York: Springer-Verlag, 2009.
- [74] P. Colaneri, J. Geromel, and A. Locatelli, *Control Theory and Design: A RH_2 and RH_∞ viewpoint*. San Diego: Academic Press, 1997.
- [75] R. S. Sánchez-Peña and M. Sznaier, *Robust Systems: Theory and Applications*. New York: John Wiley and Sons, 1998.
- [76] C. Chen, *Linear System Theory and Design*, 3rd ed. New York, NY: Oxford University Press, 1999, p. 346.

- [77] C. R. Rodrigues, “Utilização de modelagem politópica para a avaliação da margem de estabilidade a pequenas perturbações em sistemas de potência,” Master (Thesys), Universidade de São Paulo, São Carlos, Brazil, 2007.
- [78] V. J. de Souza Leite, P. L. D. Peres, E. B. Castelan, and S. Tarbouriech, “Estabilidade robusta de sistemas neutrais com atrasos variantes no tempo,” in *Revista Controle & Automação*, vol. 18, no. 4, 2007, pp. 434–446.
- [79] G. Valmórbida, “Estabilidade de sistemas com atraso: Análise de incertezas e de saturação empregando desigualdades matriciais lineares,” Master (Thesys), Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Brazil, 2006.
- [80] J. Löfberg, “Yalmip : A toolbox for modeling and optimization in MATLAB,” in *Proceedings of the CACSD Conference*, Taipei, Taiwan, 2004. [Online]. Available: <http://control.ee.ethz.ch/~joloef/yalmip.php>
- [81] J. Sturm, “Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones,” *Optimization Methods and Software*, vol. 11, pp. 625–653, 1999.
- [82] K. Toh, M. Todd, and R. Tutuncu, “SDPT3 – a Matlab software package for semidefinite programming,” *Optimization Methods and Software*, vol. 11, pp. 545–581, 1999.
- [83] J. Holtz, “Pulsewidth modulation - a survey,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, 1992.
- [84] Y. Qi, R. Hu, Q. Niu, and X. Meng, “Study on sine waveform inverter based on s-domain repetitive control,” in *Proceedings of the Power and Energy Engineering Conference*, 2009, pp. 1–5.
- [85] J. Sun and H. Grotstollen, “Averaged modelling of switching power converters: reformulation and theoretical basis,” in *Proceedings of the 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, 1992, pp. 1165–1172.
- [86] S. Chen, Y. Lai, S.-C. Tan, and C. Tse, “Analysis and design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverter systems,” *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 497–506, 2008.
- [87] M. Mahmoud, *Robust control and filtering for time-delay systems*. Marcel Dekker, Inc., 2000.

- [88] T. Mori, N. Fukuma, and M. Kuwahara, "On an estimate of the decay rate for stable linear delay systems," *International Journal of Control*, vol. 36, pp. 95–97, 1983.
- [89] S. Tarbouriech and J. M. Gomes da Silva JR, "Synthesis of controllers for continuous-time delay systems with saturating controls via LMIs," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 1, pp. 105–111, 2000.
- [90] ABNT, *NBR 15204: Conversor a semiconductor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Segurança e desempenho*. Rio de Janeiro, Brazil: ABNT, 2005.
- [91] IEC, *IEC 62040-3: Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*. Switzerland: IEC, 2004.
- [92] ANSI/IEEE, *IEEE Std 944-1986: IEEE Recommended Practice for the Application and Testing of Uninterruptible Power Supplies for Power Generating Stations*. New York, USA: IEEE, 1986.
- [93] P. Shi, X. Jian, K. Zhang, and L. Zhou, "One cost-effective feedback control scheme for pwm inverters based on repetitive control," in *Proceedings of the 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2006, pp. 1–5.
- [94] G. Escobar, P. Martinez, J. Leyva-Ramos, and P. Mattavelli, "A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1383 – 1386, 2006.
- [95] Y. Wang, D. Wang, B. Zhang, K. Zhou, and Y. Ye, "Robust repetitive control with linear phase lead," in *Proceedings of the American Control Conference*, 2006, pp. 232–237.
- [96] S. Chen, Y. Lai, S.-C. Tan, and C. Tse, "Sliding mode repetitive control of pwm voltage source inverter," in *Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2007, pp. 1069–1073.
- [97] Powersim, "Tutorial on how to use the simcoupler module," in *PSIM Software*, vol. 1, no. 1, 2006, pp. 1–14.

Anexos

Artigo Publicado no COBEP 2009

Artigo publicado no 10º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, realizado na cidade de Bonito-MS, no mês de Setembro de 2009.

ROBUST PSC CONTROL DESIGN FOR SINUSOIDAL TRACKING IN UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES

Luis Fernando Alves Pereira[†], Guilherme Bonan[‡], Guilherme Thomaz[‡], Daniel Ferreira Coutinho[‡]

[†] Department of Electrical Engineering – Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Av. Osvaldo Aranha 103, 90035-190 Porto Alegre-RS, Brazil.

[‡] Group of Automation and Control Systems – Pontificia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

Av. Ipiranga 6681, 90619-900, Porto Alegre-RS, Brazil.

E-mails: lfpereira@ece.ufrgs.br; bonan@cp.com.br; guilherme.thomaz@terra.com.br; dcoutinho@puers.br.

Abstract – This paper proposes an alternative strategy to track sinusoidal reference signals with zero steady state error for Uninterruptible Power Supplies – UPS. A robust Proportional-Sinusoidal-Cosinusoidal (or in short PSC) controller is derived for sinusoidal voltage regulation subject to load variations. The controller parameters are determined by means of a convex optimization problem subject to a set of linear matrix inequalities (LMIs). Simulations and practical experiments demonstrate the potential of the proposed approach for controlling UPS systems.

Keywords - Sinusoidal tracking, PSC controllers, UPS, LMIs, H-infinity control.

I. INTRODUCTION

In the last years, the evolution of power electronics devices is followed by the development of newer applications in power electronics converters. A family of these converters is employed to the design of commercial Uninterruptible Power Supplies – UPS. Despite of load variations, control signal limitations and the nonlinear behavior of switching systems, to cite a few realistic operational conditions of UPSs, commercial power supply systems have to satisfy an additional set of specifications and performance indexes. Total harmonic distortion, regulation of output voltage magnitude and sinusoidal waveform recuperation time are some of these requirements, which leads to the development and the application of alternative control schemes [1].

Many control strategies for UPS systems have been proposed in literature [12-18]. Because of the versatility and the vast number of tuning techniques, the Proportional-Integral-Derivative – PID – is still one of the most employed compensators to control commercial UPS systems. In this application, the PID controller is implemented in a cascade strategy. An inner PD loop acts like a current feedback (the fast dynamics) and an external PI loop regulates the voltage amplitude (the slow dynamics). However, an RMS measurement device should be added to the external control loop to ensure zero steady-state error [2-4]. The presence of an RMS sensor tends to degenerate the overall closed-loop performance, since this device adds a time-delay of at least half of a cycle on the control loop.

In this paper, we propose an alternative strategy to avoid the use of RMS sensors in the control loop. To obtain zero steady state error for sinusoidal tracking, we propose a controller containing a Proportional-Sinusoidal-Cosinusoidal

terms that we refer to PSC controller. The PSC compensator has an equivalent structure of classical PID controller when dealing with the tracking problem for sinusoidal reference signals. There are some similar controllers already proposed in the literature such as the PIS (proportional-integral-sinusoidal) controller in [5]. We implement the PSC controller supposing the measurement of the output voltage and the current on the output inductor filter, but we can easily relax this assumption by introducing a current observer. To determine the controller parameters, we assume a bounded linear load variation and a nonlinear disturbance with bounded energy. Hence, the synthesis problem is posed in terms of the H_∞ setting leading to a convex optimization problem subject to LMI constraints, which are numerically solved through a Matlab-based package [7].

The remainder of this paper is organized as follows. Section II introduces the mathematical model of the UPS and Section III describes the control design methodology. Simulation results are presented in Section IV, Digital implementation is presented in Section V and real-time experiments are given in Section VI. Finally some concluding remarks are drawn in Section VII.

II. MATHEMATICAL MODEL

Basically, the UPS is composed by a DC-AC inverter and an output filter as shown in Figure 1. The load voltage is the variable to be controlled by means of the PWM technique. Considering the average value model of the power converter, the UPS circuit is represented by (1)

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(Y_O)x(t) + Bu(t) + Ei_d(t) \\ z(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (1)$$

where $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t)]^T$ is the state vector; $x_1(t)$ the inductor current; $x_2(t)$ capacitor voltage; $u(t)$ PWM signal; $z(t)$ variable of interest, in this case, output voltage; and Y_O the load admittance.

The input current $i_d(t)$ is added to the UPS model to take vanishing nonlinear loads into account. We assume that the state matrix $A(Y_O)$ is an affine matrix function of the load admittance which means that the load is uncertain with an unknown rate of variation, but bounded by

$$Y_{\min} \leq Y_O \leq Y_{\max} \quad (2)$$

where Y_{\min} and Y_{\max} are known.

For simplicity of notation, the above relationship is denoted as follows:

Artigo Aceito para Apresentação no ISIE 2010

Artigo aceito para apresentação como *regular paper* no *IEEE International Symposium on Industrial Electronics* que será realizado na cidade de Bari – Itália, no mês de Julho de 2010.

Robust Control Design of Multiple Resonant Controllers for Sinusoidal Tracking and Harmonic Rejection in Uninterruptible Power Supplies

Guilherme Bonan[†], Otávio Mano[‡], Luis Fernando Alves Pereira[†], Daniel Ferreira Coutinho[†]

[‡] Department of Research and Development - CP Eletrônica S.A.
Rua da Várzea, 379, 91040-600, Porto Alegre-RS, Brazil

[†] Department of Electrical Engineering - Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS
Av. Osvaldo Aranha 103, 90035-190, Porto Alegre-RS, Brazil

[†] Group of Automation and Control Systems - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul - PUCRS
Av. Ipiranga 6681, 90619-900, Porto Alegre-RS, Brazil
E-mails: bonan@cp.com.br; otavio.mano@pucrs.br; dcoutinho@pucrs.br; lfpereira@ece.ufrgs.br.

Abstract—This paper presents a robust control strategy for tracking sinusoidal reference signals with zero steady state error and harmonic compensation in Uninterruptible Power Supplies – UPS. Multiple resonant controllers are derived for DC-AC inverters when supplying energy to (uncertain) nonlinear loads to obtain a tradeoff between transient response and disturbance rejection regardless possible load variations. The controller parameters are determined by means of a convex optimization problem subject to a set of linear matrix inequalities (LMIs). Real time experiments demonstrate the potentials of the proposed approach for controlling UPS systems.

I. INTRODUCTION

Uninterruptible Power Supplies (UPS) are power electronic devices designed to supply controlled voltage and current for critical loads with high reliability. The main component of an UPS system is the DC-AC power inverter plus output filter. The control objective is to provide closed-loop stability against load variations and performance with respect to transient response and disturbance attenuation. The supplied voltage and current have to accomplish several performance requirements such as total harmonic distortion, output voltage regulation and sinusoidal waveform recovering time according to industrial standards [1-3].

The classical frequency domain design of leg-lead compensators, such as PID controllers, for UPS systems normally considers linear loads to meet the performance requirements when tuning the control parameters. However, UPS systems are nowadays supplying energy to nonlinear loads due to the growing use of computer based systems and embedded electronics. In these applications, the power input is characterized by an AC-DC rectifier with a large capacitive filter characterizing a nonlinear load [4,5]. This load produces voltage and current harmonic distortions which according to the IEEE 944 Std [3] have to be smaller than 3% for individual harmonic components and lesser than 5% for total harmonic distortion (THD). In a similar manner, the

IEC62040 Std [4] defines the harmonic distortion in terms of harmonic components and the THD must be smaller than 8%. In this scenario, nonlinear loads are an important issue to be taken into account when designing controllers for UPS systems [5].

In the last decades, a large number of different control strategies has been applied to DC-AC power inverters. For instance, the classical PID controller is considered in references [6-8], resonant compensators are employed in [9-12], repetitive controllers in [13-15], and nonlinear control strategies such as sliding mode and deadbeat controllers are respectively proposed in [16,17] and [18]. The majority of these has some drawbacks w.r.t. (with respect to) transient response when submitted to sudden load variations and/or w.r.t. harmonic distortion when feeding nonlinear loads. Besides, the controller parameters are of difficult tuning to obtain a nice trade-off between transient performance and harmonic distortion attenuation when subject to model uncertainties. To illustrate this point, the PID controller is certainly one of the most applied solutions to the control of industrial DC-AC PWM inverters in spite of not being very appropriate for tracking sinusoidal reference signals. In this case, a RMS computation scheme is included in the control loop to ensure zero steady state error which leads to a poor transient response because of the inherent delay needed for the RMS value computation of the output voltage.

From a theoretical point of view, repetitive controllers are probably one of the best solutions in terms of transient performance and low harmonic distortion. These controllers are of low complexity and by means of a delayed feedback loop introduce an infinite number of poles in the imaginary axis (over the fundamental frequency and its harmonics) yielding zero steady state error for sinusoidal tracking and harmonic distortion cancellation based on the internal model principle (IMP) [19]. However, the practical implementation of such controllers includes a low pass filter in the feedback loop which deviate the controller poles from the imaginary

Artigos Submetidos ao CBA 2010

Os próximos dois artigos foram submetidos ao 18º Congresso Brasileiro de Automática que será realizado na cidade de Bonito-MS no mês de Setembro de 2010. O primeiro artigo foi elaborado em parceria com o doutorando Jeferson Flores e os professores João Manoel Gomes da Silva Jr. e Luís Fernando Alves Pereira da UFRGS.

LMI-BASED DESIGN OF ROBUST REPETITIVE CONTROLLERS FOR UPS SYSTEMS

JEFERSON VIEIRA FLORES[†], LUIS FERNANDO ALVES PEREIRA^{*}, JOÃO MANOEL GOMES DA SILVA JR.^{*},
GUILHERME BONAN[†], DANIEL FERREIRA COUTINHO[†]

^{*}UFRGS - Departamento de Engenharia Elétrica
Av. Osvaldo Aranha 103,
90035-190 Porto Alegre-RS, Brazil

[†]PUC-RS - Grupo de Automação e Controle de Sistemas
Av. Ipiranga 6681,
90619-900 Porto Alegre-RS, Brazil

Emails: jeferson.flores@ufrgs.br, lfpereira@ufrgs.br, jmgomes@ece.ufrgs.br,
bonan@cp.com.br, dcoutinho@puccrs.br

Abstract— This paper addresses the problem of tracking and rejection of periodic signals for continuous-time uninterruptible power supplies (UPS) systems. In particular, we consider a modified repetitive control approach in a state-space representation. In this context, delay-independent conditions to synthesize a state feedback gain are proposed based on Lyapunov-Krasovskii functionals. The controller parameters are determined by means of a convex optimization problem subject to a set of linear matrix inequalities (LMIs). Simulation results demonstrate the potential of the proposed approach for controlling UPS systems.

Keywords— Reference tracking, repetitive control, UPS, time-delay systems, LMI

1 Introduction

Uninterruptible power supply (UPS) systems are widely used for providing emergency power to critical loads that cannot afford utility failure. In addition, they protect sensitive loads against overvoltage and undervoltage, as well as they suppress line transients and harmonic disturbances. In most cases, UPS's are subjected to very restrictive specifications and operation indexes such as regulated sinusoidal output voltage with low Total Harmonic Distortion (THD) independent from the changes in the input voltage and/or in the load and sinusoidal waveform recuperation time. An overview of UPS systems can be found in (Belkharov and Emadi, 2002). With that in mind, there is a crescent need of alternative control schemes to satisfy these specifications.

In the recent years, many control schemes to ensure the reference tracking and disturbance rejection in UPS have been proposed. Among others, we can point out: sliding mode control (Jung and Tzou, 1996), (Tei and Chen, 2002), adaptive control (Mattavelli et al., 2001), (Escobar, Mattavelli, Stankovic, Valdez and Leyva-Ramos, 2007), deadbeat control (Kukrer and Konturcugil, 1999), (Mattavelli, 2005), multiloop strategies (Abdel-Rahim and Quaicoo, 1996), (Loh et al., 2003) and resonant controllers (Fukuda and Imamura, 2005), (Teodorescu et al., 2006). The last ones are based on the internal model principle, which states that to ensure the reference tracking and the disturbance rejection the control loop (or the controlled plant) must have the references/disturbances unstable modes (Chen, 1970).

Another way to consider the internal model principle is the so called repetitive control, first proposed in (Inoue et al., 1981) to deal with arbitrary periodic exogenous signals with known period. The repetitive controller is based on the introduction of a time-delay

element in a positive feedback loop. In this case, the delay element generates an infinite dimension internal model which presents the infinite harmonic modes of a generic periodic reference. To overcome some stabilization issues, a low-pass filter is introduced in the repetitive control loop, at the expense of a small tracking error (Hara et al., 1988). On the other hand, there is a growing interest in state-space approaches, specially with the rising of new techniques to deal with systems presenting time delays. One of the first papers to consider the design of the repetitive controller as a convex optimization problem was (Doh and Chung, 2003). In that paper, LMI conditions are derived to design the low pass filter associated with the repetitive structure. It is important to point out that in this work the authors only present conditions to verify if on a priori fixed cutoff frequency of the low pass filter results in a feasible solution and not focus in the design of the stabilizing controller. Later, this work was extended and analyzed in (Sangeetha and Jacob, 2008), (Doh and Ryoo, 2008), (She et al., 2007) and references therein. It is important to point out that most works dealing with the repetitive approach consider a transfer function representation and frequency-domain approaches.

In the context of repetitive controllers for UPS we can cite (Zhang et al., 2003), (Escobar, Valdez, Leyva-Ramos and Mattavelli, 2007), (Escobar et al., 2008), (Zhou et al., 2009) and others. In (Escobar, Valdez, Leyva-Ramos and Mattavelli, 2007), the classical repetitive scheme is added to a negative feedback structure. In this modified structure, only the odd harmonics are considered for compensation. In (Zhou et al., 2009) it is proposed a dual mode repetitive control, considering two paralleled periodic signal generators, to compensate both odd and even harmonics. Considering the digital implementation of

PROJETO ROBUSTO DE MÚLTIPLOS COMPENSADORES RESSONANTES PARA O SEGUIMENTO DE REFERÊNCIAS SENOIDAIS E REJEIÇÃO DE HARMÔNICOS EM FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

GUILHERME BONAN*, LUÍS FERNANDO ALVES PEREIRA†, DANIEL FERREIRA COUTINHO‡, OTÁVIO MANO‡

*Rua da Várzea, 379 - 91040-600
Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento - CP Eletrônica S.A.
Porto Alegre, RS, Brasil

†Av. Osvaldo Aranha, 103 - 90035-190
Departamento de Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS
Porto Alegre, RS, Brasil

‡Av. Ipiranga, 6681 - 90619-900
Grupo de Automação e Controle - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul - PUCRS
Porto Alegre, RS, Brasil

Emails: bonan@cp.com.br, lfpereira@ece.ufrgs.br, dcoutinho@pucrs.br,
otavio.mano@pucrs.br

Abstract— This paper presents a robust control strategy for tracking sinusoidal reference signals with zero steady state error and harmonic compensation in Uninterruptible Powers Supplies (UPS). Multiple resonant controllers are derived for DC-AC inverters when supplying energy to (uncertain) nonlinear loads to obtain a tradeoff between transient response and disturbance rejection regardless possible load variations. The controller parameters are determined by means of a convex optimization problem subjected to a set of Linear Matrix Inequalities (LMI). Simulation experiments demonstrate the potentials of the proposed approach for controlling UPS systems.

Keywords— Resonant Controller, Robust Control, UPS

Resumo— Este artigo apresenta uma estratégia de controle robusta para seguimento de referências senoidais com erro de regime nulo e rejeição de componentes harmônicas em Fontes Ininterruptas de Energia (UPS). Múltiplos controladores ressonantes foram desenvolvidos para inversores de tensão CC-CA alimentando cargas do tipo não-linear buscando obter um boa relação entre desempenho dinâmico e rejeição a distúrbios em função das variações da carga. Os parâmetros do controlador são determinados através de um problema de otimização convexa submetido a um conjunto de Desigualdades Matriciais Lineares (LMI). Resultados de simulação demonstram o potencial da técnica proposta para o controle de sistema UPS.

Palavras-chave— Controlador Ressonante, Controle Robusto, UPS

1 Introdução

Fontes Ininterruptas de Energia são dispositivos eletrônicos projetados para fornecer uma energia totalmente controlada para cargas críticas com alta confiabilidade. A principal estrutura de uma UPS é o conversor CC-CA em conjunto com o filtro passa baixa de saída. O principal objetivo do controlador é manter o sistema estável em malha fechada para qualquer variação possível de carga e também garantir um desempenho adequado em relação a resposta dinâmica e rejeição de perturbações. A energia fornecida por esses equipamentos deve atender a diversos critérios de funcionamento e desempenho, como por exemplo, Distorção Harmônica Total (THD), regulação estática e dinâmica da tensão de saída e tempo de recuperação quando submetido a largos transientes de carga, de acordo com as normas nacionais e internacionais (ABNT, 2005), (IEC, 2004), (ANSI/IEEE, 1986).

As metodologias clássicas de projeto de com-

pensadores no domínio da frequência para sistemas UPS, como os controladores PID, geralmente consideram apenas cargas lineares para o ajuste dos parâmetros do controlador, buscando atender os requisitos definidos pelas normas. Porém hoje em dia, esses equipamentos operam fornecendo energia para cargas não lineares devido ao crescimento e popularização dos sistemas de informática baseados em microcomputadores. Cargas desse tipo possuem no seu estágio de entrada um retificador CA-CC com filtro capacitivo de elevada capacitância, o qual caracterizam de maneira geral as cargas não-lineares (Sainz et al., 2008), (Jouanne et al., 1996). Essas cargas produzem distorções harmônicas na tensão devido a forma de onda extremamente distorcida da corrente que drenam do UPS. De acordo com (ANSI/IEEE, 1986), cada uma das componentes harmônicas presentes na tensão de saída de um UPS pode contribuir com no máximo a 3% sendo a distorção harmônica total inferior a 5%. De maneira similar, a (IEC, 2004) recomenda uma dis-

Este trabalho foi realizado utilizando a plataforma L^AT_EX.