

UNIVERSIDADE REGIONAL DE BLUMENAU – FURB
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEE

**MÚLTIPLOS CONTROLADORES APLICADOS AO CONVERSOR BOOST CC-CC
OPERANDO COM LARGA FAIXA DE CARGA: UMA ABORDAGEM BASEADA
EM ALGORITMO GENÉTICO E LÓGICA *FUZZY***

FABRÍCIO HOFF DUPONT

Blumenau
2010

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

FABRÍCIO HOFF DUPONT

**MÚLTIPLOS CONTROLADORES APLICADOS AO CONVERSOR BOOST CC-CC
OPERANDO COM LARGA FAIXA DE CARGA: UMA ABORDAGEM BASEADA EM
ALGORITMO GENÉTICO E LÓGICA *FUZZY***

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade Regional de Blumenau, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Coorientador

Prof. Dr. Vinícius Foletto Montagner

Blumenau
2010

**MÚLTIPLOS CONTROLADORES APLICADOS AO CONVERTOR BOOST CC-CC
OPERANDO COM LARGA FAIXA DE CARGA: UMA ABORDAGEM BASEADA EM
ALGORITMO GENÉTICO E LÓGICA *FUZZY***

FABRÍCIO HOFF DUPONT

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Sistemas de Energia, Linha de Pesquisa Eletrônica Industrial, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Regional de Blumenau.

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.
Orientador, FURB

Prof. Adriano Péres, Dr., FURB
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr., FURB
Presidente

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr., UFSC

Prof. Luiz Alberto Koehler, Dr., FURB

Prof. Adriano Péres, Dr., FURB

Blumenau, 5 de março de 2010

AGRADECIMENTOS

Ao final desta etapa, não poderia deixar de agradecer aqueles que tiveram participação indispensável no desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Sérgio Oliveira pela orientação, amizade e pelos desafios lançados ao trabalho que certamente terão grandes contribuições em minha vida acadêmica.

Ao professor Vinícius Montagner, por ter agregado valiosas contribuições à ideia inicial do trabalho, a disponibilidade em prontamente esclarecer dúvidas à medida que foram surgindo e ao acompanhamento contínuo em meio ao desenvolvimento desta dissertação.

Ao professor Adriano Péres pela amizade e, principalmente pelas oportunidades abertas, em especial à possibilidade de completar os estudos do mestrado na UFSM.

Ao professor Renes Pinheiro pela recepção em Santa Maria e ao professor Humberto Pinheiro, ambos fundamentais com questionamentos, debates e sugestões acerca do trabalho.

À FAPESC e a CAPES, por meio do programa PROCAD, pelo imprescindível auxílio financeiro que permitiram a dedicação integral à pesquisa.

Ao pessoal do GEPOC, em especial ao Thiago Bernardes, pelo auxílio indispensável na obtenção dos resultados experimentais.

Aos amigos da FURB, Ciro, Lariana, Christine, Diego, Bruno, Gabriel e Jean pela agradável convivência nos laboratórios, bem como ao Agknoton pelo auxílio nos primeiros passos de desenvolvimento com o DSP, e sem poder deixar de citar o amigo Everson por tantos bons momentos e ideias trocadas nos últimos anos.

Aos meus pais, Eugênio e Arlete, pelos ensinamentos ao longo da vida, o incentivo aos estudos, pela torcida e apoio em cada etapa conquistada.

À Cláudia, por seu amor, carinho, serenidade, companheirismo, pela compreensão nos momentos de ausência, e pelos inesquecíveis momentos em que estamos juntos. Por tudo que és e representa.

A todos, meu muito obrigado!

Resumo da Dissertação apresentada à FURB como parte dos requisitos necessários
para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**MÚLTIPLOS CONTROLADORES APLICADOS AO CONVERSOR BOOST CC-CC
OPERANDO COM LARGA FAIXA DE CARGA: UMA ABORDAGEM BASEADA EM
ALGORITMO GENÉTICO E LÓGICA *FUZZY***

Fabício Hoff Dupont

Março/2010

Orientador: Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.

Área de Concentração: Sistemas de energia

Palavras-chave: Múltiplos controladores, regulador linear quadrático, algoritmos genéticos,
lógica *fuzzy*

Número de páginas: 144

RESUMO: Este trabalho apresenta uma nova metodologia para projeto de controladores para conversores de potência que operam em uma ampla faixa de variação de carga. A metodologia proposta estende as técnicas lineares convencionais, já bem exploradas e estabelecidas na literatura, para controlar plantas não lineares com parâmetros variando no tempo. Um algoritmo genético é utilizado para encontrar controladores LQR locais, proporcionando desempenho ótimo em termos do critério ITSE e da energia de controle. Uma estratégia com lógica *fuzzy* é então utilizada para combinar estes controladores locais, resultando em uma estratégia que garante bom desempenho para um vasto conjunto de cargas. Inicialmente, um caso mais simples no qual o controle supervisor baseado na corrente de saída é apresentado. Após, um estimador da resistência de carga é derivado a partir do teorema de Tellegen e verificado como alternativa para variável de decisão. Respostas com estas duas variáveis de decisão são exploradas e comparadas entre si com ênfase na resposta transitória, critério ITSE, estabilidade e sensibilidade a ruídos. A abordagem proposta é comparada com a técnica convencional baseada em um controlador único e com uma estratégia de comutação de controladores. Resultados de simulação e experimentais ilustram o desempenho superior do conversor com a metodologia de controle proposta, mesmo com variações de carga menores.

Abstract of Dissertation presented to FURB as a partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master in Electrical Engineering.

**MULTIPLE CONTROLLERS FOR BOOST CONVERTERS
UNDER LARGE LOAD RANGE:
A GENETIC ALGORITHM AND FUZZY LOGIC BASED APPROACH**

Fabrcio Hoff Dupont

March/2010

Advisor: Prof. Srgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.

Area of Concentration: Energy systems

Keywords: Multiple controllers, linear quadratic regulators, genetic algorithms, fuzzy logic.

Number of pages: 144

ABSTRACT: This work presents a new methodology to design controllers for power converters operating in a wide range of load variation. The proposed methodology extends the conventional linear techniques, already well explored and established in the literature, to control nonlinear plants with time varying parameters. A genetic algorithm is used to find local discrete LQR controllers, providing optimal performance in terms ITSE criteria and control energy. Fuzzy logic strategy is then used to combine these local controllers, yielding a strategy that guarantees good performance for a large set of load conditions. Initially, a simpler case in which the supervisor control based on the output current is presented. After, a load resistance estimator is derived from Tellegen's theorem and verified as alternative decision variable. Responses with these two decision variables are explored and compared each other with emphasis in transient response, ITSE criteria, stability and noise sensitivity. The proposed approach is compared with a conventional technique based on a single controller and with a strategy of switching controllers. Experimental and simulation results illustrate the superior performance of the converter with the proposed controller methodology, even with small load perturbations.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Influência de uma pequena perturbação na razão cíclica nominal.....	9
Figura 2.2 – Circuito do conversor boost utilizado na modelagem.....	14
Figura 2.3 – Estruturas resultantes da comutação do interruptor	15
Figura 2.4 – Circuito elétrico utilizado na simulação do conversor.....	23
Figura 2.5 – Tensão de saída do conversor na simulação do circuito elétrico.	23
Figura 2.6 – Diagrama de blocos de um sistema não linear representado no espaço de estados.....	24
Figura 2.7 – Tensão de saída do conversor na simulação do modelo não linear.....	25
Figura 2.8 – Diagrama de blocos utilizado na simulação do modelo linearizado	26
Figura 2.9 – Tensão de saída do conversor na simulação do modelo linearizado.....	26
Figura 2.10 – Comparativo das respostas dinâmicas para o estado x_C	28
Figura 2.11 – Comparativo das respostas dinâmicas para o estado x_L	28
Figura 2.12 – Ponto de equilíbrio e tensão de saída para os modelos não linear e linearizado.....	30
Figura 2.13 – Erro entre os modelos não linear e linearizado em função de \tilde{d}	30
Figura 2.14 – Tensões de saída do modelo não linear e linearizado para diversos pontos de equilíbrio.	31
Figura 2.15 – Erro entre os modelos não linear e linearizado para diferentes pontos de equilíbrio.....	32
Figura 2.16 – Variação na localização dos polos do conversor em função da variação de carga.....	32
Figura 2.17 – Diagrama de fase dos estados para variações de carga.....	33
Figura 3.1 – Diagrama de blocos para controle por realimentação de estados completo.....	37
Figura 3.2 – Controle por realimentação de estados com entrada de referência.....	38
Figura 3.3 – Diagrama de blocos para um controlador com modelo interno para entrada em degrau.....	39
Figura 3.4 – Estrutura básica da população de um algoritmo genético.....	43
Figura 3.5 – Fluxograma do algoritmo genético padrão.	44
Figura 3.6 – Roleta de probabilidades para seis cromossomos hipotéticos.....	48
Figura 3.7 – Método da seleção por torneio	50
Figura 3.8 – Cruzamento de ponto único	51
Figura 3.9 – Cruzamento de ponto duplo	52

Figura 3.10 – Cruzamento uniforme	53
Figura 3.11 – Cruzamento contínuo de ponto único.	53
Figura 3.12 – Fluxograma de execução do algoritmo genético desenvolvido	56
Figura 3.13 – Superfície de custo da função utilizada para validar o algoritmo genético.....	57
Figura 3.14 – Evolução da população para o caso de teste do algoritmo genético.	58
Figura 3.15 – Evolução da população sobre o contorno da superfície de custo.....	59
Figura 3.16 – Fluxograma genérico de um sistema de inferência <i>fuzzy</i>	61
Figura 3.17 – Exemplos de funções de pertinência.	64
Figura 3.18 – Operações lógicas em conjuntos <i>fuzzy</i>	67
Figura 3.19 – Exemplo de memória associativa <i>fuzzy</i> para um controle com duas entradas	68
Figura 3.20 – Funções de pertinência utilizadas para aproximar uma função exponencial	70
Figura 3.21 – Resultado da aproximação de uma função exponencial.	71
Figura 4.1 – Diagrama de blocos da implementação para um único controlador	76
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do controlador LQR incluindo o atraso de transporte.....	77
Figura 4.3 – Simulação de um LQR único projetado de maneira convencional.....	78
Figura 4.4 – Esquemático utilizado na otimização dos controladores	80
Figura 4.5 – Evolução do custo na otimização de um LQR para a condição de potência nominal.....	82
Figura 4.6 – Simulação de um LQR único otimizado por algoritmos genéticos.....	83
Figura 4.7 – Tensão de saída para os controladores projetados para a condição nominal	83
Figura 4.8 – Razão cíclica nos instantes das perturbação de carga	84
Figura 4.9 – Corrente na entrada para os controladores projetados para a condição nominal.....	84
Figura 4.10 – Estratégia de seleção utilizada na comutação de controladores.....	88
Figura 4.11 – Funções de pertinência do supervisor <i>fuzzy</i> baseado na corrente de saída do conversor.....	89
Figura 4.12 – Estratégia aplicada para a combinação de múltiplos controladores.....	90
Figura 4.13 – Principais formas de onda para a comutação de controladores com base em i_o	92
Figura 4.14 – Principais formas de onda para a combinação de controladores com base em i_o	93
Figura 4.15 – Comparativo de resultados para decisão com base em i_o	94
Figura 4.16 – Estratégia de seleção utilizada na comutação de controladores com base em \hat{R}_L	97

Figura 4.17 – Funções de pertinência do supervisor <i>fuzzy</i> baseado em \hat{R}_L	97
Figura 4.18 – Estratégia de combinação de múltiplos controladores com base em \hat{R}_L	98
Figura 4.19 – Principais formas de onda para a comutação de controladores com base em \hat{R}_L	100
Figura 4.20 – Principais formas de onda para a combinação de controladores com base em \hat{R}_L	101
Figura 4.21 – Comparativos de resultados para decisão com base em \hat{R}_L	102
Figura 4.22 – Comparativo dos critérios ITSE normalizados para as decisões com base em i_o e \hat{R}_L	103
Figura 4.23 – Teste de robustez para perturbações de carga nas configurações baseadas em i_o	105
Figura 4.24 – Critérios ITSE para a análise de robustez das configurações baseadas em i_o	106
Figura 4.25 – Teste de robustez para perturbações de carga nas configurações baseadas em \hat{R}_L	107
Figura 4.26 – Critérios ITSE para a análise de robustez das configurações baseadas em \hat{R}_L	108
Figura 5.1 – Bancada utilizada nos testes.....	111
Figura 5.2 – Resposta do conversor em malha aberta para perturbações de carga	112
Figura 5.3 – Resposta dinâmica do LQR único projetado de maneira convencional.....	113
Figura 5.4 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 100% de carga.....	114
Figura 5.5 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 75% de carga.....	114
Figura 5.6 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 50% de carga.....	115
Figura 5.7 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 25% de carga.....	115
Figura 5.8 – Ensaio da comutação de controladores com base na corrente de saída	117
Figura 5.9 – Ensaio da combinação de controladores com base na corrente de saída	118
Figura 5.10 – Ensaio da comutação de controladores com base na resistência de carga estimada	118
Figura 5.11 – Ensaio da combinação de controladores com base na resistência de carga estimada	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Estado dos interruptores e estruturas resultantes	14
Tabela 2.2 – Parâmetros do conversor boost utilizado na validação da modelagem.	22
Tabela 2.3 – Comparativo da resposta dinâmica da tensão de saída para as simulações efetuadas.....	27
Tabela 3.1 – Critérios de desempenho dinâmico.....	40
Tabela 4.1 – Especificações do conversor boost utilizado nos testes da metodologia proposta.....	74
Tabela 4.2 – Genoma empregado na otimização dos controladores	81
Tabela 4.3 – Intervalo de busca para cada gene	82
Tabela 4.4 – Comparativo entre os controladores projetados para a condição nominal	84
Tabela 4.5 – Pontos de equilíbrio para cada controlador a ser projetado	85
Tabela 4.6 – Limiares para a comutação dos controladores.....	88
Tabela 4.7 – Matrizes associativas <i>fuzzy</i> para o supervisor baseado na corrente de saída do conversor.....	90
Tabela 4.8 – Limiares para a comutação dos controladores com base em \hat{R}_L	96
Tabela 4.9 – Matrizes associativas <i>fuzzy</i> para o supervisor baseado na resistência de carga estimada.....	98

SIMBOLOGIA

Lista de símbolos

Símbolo	Significado
β_{cc}	Fator de combinação para o cruzamento contínuo de ponto único
λ	Polo de um sistema (autovalor de uma matriz)
μ	Grau ou função de pertinência
ξ	Vetor de estados aumentado
ρ	Número randômico
ρ_m	Valor aleatório utilizado para a seleção do cromossomo mãe
ρ_p	Valor aleatório utilizado para a seleção do cromossomo pai
$\dot{\sigma}$	Derivada de uma variável qualquer
$\tilde{\sigma}$	Perturbação em uma variável qualquer
$\bar{\sigma}$	Valor médio de uma variável qualquer
$\hat{\sigma}$	Matriz aumentada
$\hat{\sigma}$	Valor estimado
$ \sigma $	Módulo de uma variável qualquer
$\ \sigma\ $	Norma euclidiana de um vetor qualquer
Γ	Matriz de entrada discreta do modelo de pequenos sinais
$\Delta\varepsilon$	Variações de energia no capacitor e indutor
Δi_o	Variação da corrente na saída do conversor
Φ	Matriz de estados discretos do modelo de pequenos sinais
A	Matriz de estados do modelo de pequenos sinais
B	Matriz de entrada ou de controle do modelo de pequenos sinais
C	Matriz de saída do modelo de pequenos sinais
$crom$	Cromossomo
$crom_m$	Cromossomo mãe
$crom_p$	Cromossomo pai
$custo_c$	Custo de um determinado cromossomo
D	Razão cíclica nominal do conversor
D'	Complemento da razão cíclica nominal ($1 - D$)
d	Razão cíclica instantânea
d'	Complemento da razão cíclica instantânea
\tilde{d}	Perturbação de pequena magnitude na razão cíclica
\bar{d}	Valor médio local (em um período de comutação) da razão cíclica

Símbolo	Significado
\bar{d}	Complemento do valor médio local da razão cíclica
$desc$	Cromossomos descendentes
e	Erro de rastreamento
E	Matriz de transmissão direta do modelo de pequenos sinais
F	Matriz de estados
F	Conjunto <i>fuzzy</i> qualquer
f	Função escalar que representa a parte consequente de uma regra <i>fuzzy</i>
f_m	Frequência de um sinal modulante qualquer
f_{obj}	Função objetivo do algoritmo genético
$f_{objteste}$	Função objetivo teste
f_s	Frequência de comutação do conversor
g	Gene
g_{d1}	Gene do descendente 1 no ponto de cruzamento
g_{d2}	Gene do descendente 2 no ponto de cruzamento
g_m	Gene da mãe no ponto de cruzamento
g_p	Gene do pai no ponto de cruzamento
G	Matriz de entrada
H	Matriz de saída
H_{ied}	Função de transferência da corrente de entrada pela razão cíclica
H_{vod}	Função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica
i_F	Indexador para funções de pertinência
i_i	Corrente de entrada do conversor
\tilde{i}_i	Corrente de entrada perturbada
i_o	Corrente de saída do conversor
I	Matriz identidade
J	Matriz de transmissão direta
K	Vetor de ganhos do controlador por realimentação de estados
K_d	Ganho do estado relativo ao atraso de transporte
K_e	Ganho do estado da integral do erro
K_i	Ganho do estado x_L
K_v	Ganho do estado x_C
lim_{inf}	Limite inferior do universo de discurso de uma variável
lim_{sup}	Limite superior do universo de discurso de uma variável
m_p	Máximo afundamento de sinal
M	Matriz de entrada de perturbações para o modelo de pequenos sinais
M_p	Máximo sobressinal

Símbolo	Significado
N	Matriz de transmissão direta das perturbações para o modelo de pequenos sinais
N_c	Número de cromossomos de uma população
N_g	Número de genes de um cromossomo
N_{ger}	Número de gerações
$N_{germáx}$	Número máximo de gerações permitidas para que o GA convirja
N_{mut}	Número de genes modificados
N_R	Número de regras de um sistema <i>fuzzy</i>
N_{sel}	Número de cromossomos mantidos pela seleção natural
P	Matriz solução da equação de Riccati
P_c	Matriz de controlabilidade
P_i	Potência entregue pela fonte ao sistema
P_o	Potência consumida pela carga
$prob_{crom_n}$	Probabilidade de seleção de um cromossomo
q	Função de comutação do interruptor controlável
Q	Matriz de ponderação de estados
Q_0	Estrutura do conversor quando o interruptor controlável está bloqueado e o diodo em condução
Q_1	Estrutura do conversor quando o interruptor controlável está em condução e o diodo bloqueado
Q_D	Estrutura do conversor quando o interruptor controlável e o diodo estão bloqueados
r	Sinal de referência para o controlador
R	Regra <i>fuzzy</i>
R	Matriz de ponderação relativa ao sinal de controle
t	Tempo
T	Período total de análise
T_{cruz}	Tempo empregado no processo de cruzamento
T_{GA}	Tempo de processamento do algoritmo genético
T_{mut}	Tempo requerido para o processo de mutação
T_{obj}	Tempo de cálculo da função objetivo
T_{pais}	Tempo de criação da lista de pais
T_{rt}	Período da resposta transitória
T_s	Período de comutação do conversor
U_q	Vetor de entradas para o ponto de equilíbrio
u	Vetor de entradas de sinais
ũ	Vetor perturbado de entradas de sinais
ū	Valor médio do vetor de entradas de sinais
\tilde{v}_i	Perturbação da tensão de entrada

Símbolo	Significado
v_L	Tensão entre os terminais do indutor
\tilde{v}_{oL}	Perturbação na tensão de saída para o modelo linearizado
\tilde{v}_{oNL}	Perturbação na tensão de saída para o modelo não linear
V_i	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
V_{oq}	Tensão de saída no ponto de equilíbrio analisado
w	Força de ativação de uma regra <i>fuzzy</i>
\mathbf{X}_q	Vetor de estados para o ponto de equilíbrio
\mathbf{x}	Vetor de estados
$\tilde{\mathbf{x}}$	Vetor de estados perturbado
$\bar{\mathbf{x}}$	Vetor médio de estados
x_C	Estado da tensão no capacitor
x_d	Estado relativo ao atraso de transporte
x_e	Estado da integral do erro com relação à referência
x_L	Estado da corrente no indutor
X_{mut}	Taxa de mutação
X_{sel}	Taxa de cromossomos mantidos pela seleção natural
\mathbf{Y}_q	Vetor de saídas para o ponto de equilíbrio
\mathbf{y}	Vetor de saídas
$\tilde{\mathbf{y}}$	Vetor de saídas perturbado
$\bar{\mathbf{y}}$	Vetor médio de saídas

Acrônimos e abreviaturas

Acrônimo	Significado
AD	Conversão analógico/digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
ES	Estratégias Evolutivas (<i>Evolution Strategies</i>)
FAM	Memória Associativa <i>Fuzzy</i> (<i>Fuzzy Associative Memory</i>)
FIS	Sistema de Inferência <i>Fuzzy</i> (<i>Fuzzy Inference System</i>)
FP	Função de pertinência
GA	Algoritmos Genéticos (<i>Genetic Algorithms</i>)
LQR	Regulador Linear Quadrático (<i>Linear Quadratic Regulator</i>)

Acrônimo	Significado
LTI	Linear Invariante no Tempo (<i>Linear Time Invariant</i>)
MCC	Modo de Condução Contínua
MIMO	Múltiplas entradas, múltiplas saídas (<i>Multiple-Input, Multiple-Output</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SGA	Algoritmo Genético Padrão (<i>Standard Genetic Algorithm</i>)
SISO	Única entrada, única saída (<i>Single-Input, Single-Output</i>)
TSK	Método de inferência de Takagi-Sugeno-Kang
ZOH	Retentor de Ordem Zero (<i>Zero Order Hold</i>)

Subíndices empregados

Subíndice	Significado
%	Valor porcentual de uma determinada grandeza
c	Indexador de cromossomos
$C100$	LQR projetado de maneira convencional para 100% de carga
g	Indexador de genes
$GA100$	LQR otimizado por algoritmo genético para 100% de carga
$GA75$	LQR otimizado por algoritmo genético para 75% de carga
$GA50$	LQR otimizado por algoritmo genético para 50% de carga
$GA25$	LQR otimizado por algoritmo genético para 25% de carga
m	Cromossomo mãe
p	Cromossomo pai
q	Ponto quiescente de uma variável (ponto de equilíbrio)
T	Transposta da matriz

Símbolos utilizados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D_B	Diodo boost
L	Indutor
r_C	Resistência série do capacitor
r_L	Resistência série do indutor
R_L	Resistência de carga
S_B	Interruptor controlável do conversor boost

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 – Controle de plantas não lineares a partir de técnicas lineares	2
1.2 – Uma abordagem utilizando algoritmo genético e lógica <i>fuzzy</i>	5
1.3 – Estrutura da dissertação	6
CAPÍTULO 2 – MODELAGEM POR VARIÁVEIS DE ESTADO.....	7
2.1 – Modelagem de conversores no espaço de estados.....	8
2.1.1 – Modelo pela média do espaço de estados.....	10
2.1.2 – Ponto de equilíbrio	11
2.1.3 – Introdução de perturbação	12
2.1.4 – Modelo linearizado de pequenos sinais.....	13
2.2 – Modelagem do conversor boost.....	14
2.2.1 – Determinação das equações de estado.....	15
2.2.2 – Média do espaço de estados	17
2.2.3 – Ponto de equilíbrio	18
2.2.4 – Perturbação com pequenos sinais.....	19
2.2.5 – Modelo linearizado CA de pequenos sinais	21
2.3 – Validação da modelagem	22
2.3.1 – Simulação do circuito elétrico	23
2.3.2 – Simulação do modelo não linear	24
2.3.3 – Simulação do modelo linearizado	25
2.4 – Comparação de resultados.....	26
2.5 – Análise de erro do modelo linearizado	29
2.6 – Efeitos da variação de carga.....	32
2.7 – Considerações finais.....	34
CAPÍTULO 3 – REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS, ALGORITMOS GENÉTICOS E LÓGICA <i>FUZZY</i>.....	35
3.1 – Controle por realimentação de estados.....	35
3.1.1 – Controlabilidade e observabilidade	35
3.1.2 – Realimentação de estado com referência	36
3.1.3 – Rastreamento assintótico de entradas de referência	38
3.1.4 – Controladores ótimos	39
3.1.5 – O regulador linear quadrático (LQR)	41

3.2 – Algoritmos genéticos.....	42
3.2.1 – População inicial	45
3.2.2 – Função objetivo	45
3.2.3 – Seleção natural	46
3.2.4 – Escolha dos pais	47
3.2.5 – Geração de descendentes.....	50
3.2.6 – Mutação	54
3.2.7 – Critérios de finalização.....	54
3.2.8 – O algoritmo genético proposto	55
3.2.9 – Validação do algoritmo genético proposto.....	57
3.3 – Lógica <i>fuzzy</i>	60
3.3.1 – Funções de pertinência	63
3.3.2 – Operações lógicas.....	65
3.3.3 – Regras	67
3.3.4 – Inferência: o método de Takagi-Sugeno-Kang.....	68
3.3.5 – Exemplo: um sistema <i>fuzzy</i> aproximativo de uma função exponencial	70
3.4 – Considerações finais.....	71
CAPÍTULO 4 – METODOLOGIA DE CONTROLE PROPOSTA	73
4.1 – Descrição da configuração de testes.....	74
4.2 – Controlador LQR único	74
4.2.1 – Modelo discreto com atraso de transporte.....	75
4.2.2 – Projeto convencional	77
4.2.3 – Otimização de desempenho com a aplicação de algoritmos genéticos	78
4.2.4 – Simulações e comparações	83
4.3 – Múltiplos controladores.....	85
4.3.1 – Comutação de controladores	87
4.3.2 – Combinação de controladores utilizando lógica <i>fuzzy</i>	89
4.3.3 – Resultados e comparações entre os métodos.....	91
4.4 – Estimador da resistência de carga.....	95
4.4.1 – Comutação de controladores revisitada.....	96
4.4.2 – Combinação de controladores revisitada.....	97
4.4.3 – Comparativo entre os métodos	99
4.5 – Análise comparativa das variáveis de decisão.....	103
4.5.1 – Teste de robustez para a decisão baseada na corrente de saída.....	104
4.5.2 – Teste de robustez para a decisão baseada na resistência de carga estimada	106
4.6 – Considerações finais.....	108

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS	110
5.1 – Ensaio do LQR único projetado de maneira convencional	112
5.2 – Ensaio dos LQRs otimizados.....	113
5.3 – Ensaio da comutação de controladores com base na corrente de saída.....	116
5.4 – Ensaio da combinação de controladores com base na corrente de saída.....	117
5.5 – Ensaio da comutação de controladores com base na resistência de carga estimada	118
5.6 – Ensaio da combinação de controladores com base na resistência de carga estimada	119
5.7 – Considerações finais.....	120
 CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS	122
6.1 – Conclusões gerais	122
6.2 – Contribuições.....	125
6.3 – Publicações.....	126
6.4 – Perspectivas de trabalhos futuros	126
 REFERÊNCIAS	128
 APÊNDICE A – PROJETO DOS CONTROLADORES NO MATLAB.....	134
 APÊNDICE B – FLUXOGRAMAS DE IMPLEMENTAÇÃO NO DSP.....	138

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos anos, os desafios aos quais os projetistas de sistemas de controle vêm sendo submetidos têm sido cada vez maiores. Sejam estes desafios provenientes da própria planta ou de interações entre sistemas distintos, o fato é que duas características são comumente observadas. Primeira, o aumento no número de casos em que os sistemas são submetidos a amplas faixas de operação. Segunda, a presença de incertezas, as quais podem ser tanto relacionadas a variações paramétricas quanto relacionadas à precisão das medições, que devem ser levadas em conta durante o projeto de controladores [1].

A maior parte dos sistemas físicos reais têm características não lineares [2], sendo a linearização uma etapa fundamental para a utilização de técnicas de controle linear, em que se assume que um determinado sistema não linear sofrerá apenas pequenas perturbações, comportando-se de maneira aproximadamente linear no entorno de um dado ponto de equilíbrio. Contudo, quando essa condição não é satisfeita, dinâmicas e efeitos não lineares antes desprezados no projeto dos controladores ganham significância e podem comprometer a resposta dinâmica em malha fechada. Esse tema é tratado nesta dissertação para um conversor CC-CC boost não isolado.

No universo da eletrônica de potência, os conversores boost são utilizados em um grande número de aplicações, sendo de fundamental importância para a indústria e a academia [3-7]. Esses conversores têm sido amplamente empregados como pré-reguladores de fator de potência, em sistemas de frenagem regenerativa, energias renováveis e muitas outras aplicações que requeiram tensões de saída maiores que as de entrada sem a necessidade de isolamento galvânico.

Veículos elétricos são exemplos de aplicações em que a demanda de potência varia em amplas faixas e sem conhecimento prévio [8, 9]. Nestes veículos o emprego de células a combustível como uma das fontes de energia tem sido cada vez maior, as quais variam significativamente sua tensão de saída em função da corrente drenada pela carga [10]. Outro exemplo são os sistemas de distribuição de energia, nos quais a demanda de potência pode variar em largas faixas [11]. Têm-se, também, os sistemas de geração de energia alternativa, nos quais a baixa tensão de saída da maioria das fontes deve ser elevada para ser conectada à rede [12-14]. Conversores de energia para estas aplicações são expostos a amplas

variações em seus pontos de equilíbrio e as não linearidades do modelo tornam-se fatores de complicação no projeto de sistemas de controle.

Uma dificuldade no controle dos conversores boost advém justamente do fato do modelo do conversor ser não linear [1, 5], além de poder operar em condições nas quais a carga varia em uma faixa larga, assim como nos exemplos acima citados. Os controladores projetados a partir do modelo linearizado do conversor garantem estabilidade e características de desempenho apenas localmente. Por este motivo, quando amplas variações na demanda de potência forem exigidas, os controladores projetados para um ponto de operação específico podem apresentar respostas dinâmicas pobres.

Tais aspectos trazem à tona a necessidade de desenvolvimento de metodologias de controle que permitam trabalhar com não linearidades e incertezas, o que vem sendo tema de estudo de um número cada vez maior de trabalhos [15-17]. As metodologias de controle não linear normalmente aumentam significativamente a complexidade matemática para análise e projeto destes sistemas e não são facilmente generalizáveis. Por outro lado, os métodos lineares são mais simples, gerais, bem explorados e estabelecidos na literatura. Por esta razão, a principal motivação deste trabalho é promover a extensão de técnicas de controle linear para o controle de plantas não lineares com variações paramétricas no tempo. Para o caso em estudo, a variação que será analisada é no parâmetro resistência de carga ou a demanda de potência exigida pela carga.

1.1 – Controle de plantas não lineares a partir de técnicas lineares

Inicialmente, sob um ponto de vista conceitual, os trabalhos desenvolvidos com este objetivo podem ser divididos em analíticos (cujos resultados são obtidos por análise simbólica) ou computacionais (para resultados obtidos por meio de métodos numéricos). Entre as técnicas analíticas, os métodos de controle robusto estão sendo cada vez mais explorados com o objetivo de atingir a estabilidade de sistemas frente a incertezas paramétricas das plantas. Contudo, tais métodos tornam-se inerentemente conservativos, resultado de um projeto visando o pior caso e de um conjunto de ganhos fixos para um único controlador [18].

Com o intuito de reduzir o conservadorismo dos controladores robustos e prover a capacidade de operar em diversos pontos de equilíbrio, foram propostas técnicas de múltiplos modelos e múltiplos controladores [19, 20]. Nestas, dois ou mais controladores lineares são adequadamente projetados para diferentes pontos de operação e um controle supervisor, responsável pela estratégia de seleção, escolhe o controlador mais apropriado para cada situação.

Já no âmbito dos trabalhos das técnicas computacionais, Wang e Safonov, em [21], destacam os avanços obtidos nas últimas décadas no campo de controladores adaptativos capazes de trabalhar com múltiplos controladores. Em [18] é abordado o problema de se desenvolver um sistema de controle adaptativo com o objetivo de reduzir o conservadorismo inerente em um esquema de controle robusto, o qual consiste em um único controlador com um conjunto de ganhos fixos quando o modelo linear da planta no espaço de estados contém parâmetros desconhecidos e que variam entre certos limites. Para tal, uma estratégia de controle adaptativa é utilizada e a comutação dos controladores é feita com base na avaliação da resposta temporal da planta. A alternativa proposta requer o cálculo em tempo real do custo entre a resposta temporal e os modelos para cada subespaço dos parâmetros utilizados no projeto de cada controlador.

Farsi *et al.* [22] apresentam a implementação de controladores paralelos conectados a um modelo de processo continuamente atualizado através de um módulo de identificação de modelo. Utilizam-se conjuntos *fuzzy* para verificar os critérios de desempenho de cada controlador para que o supervisor especialista possa efetuar a seleção do mais apropriado. O esquema proposto otimiza a ação de controle, melhora a resposta do sistema e aumenta a robustez graças à multiplicidade de controladores e à escolha adequada por parte do sistema especialista. Entretanto, o exemplo apresentado diz respeito a aplicações em plantas lentas, com dinâmicas na ordem de segundos ou mais, uma vez que o identificador e o algoritmo de controle são complexos e requerem maiores tempos de processamento, tornando-se inviável para aplicações em eletrônica de potência.

Numa tentativa de agilizar a escolha do controlador mais adequado, os trabalhos [23-26] propõem técnicas de pré-roteamento de controladores. Contudo, tais esquemas resultam em respostas transitórias pobres e a comutação para o controlador mais adequado é demorada, apresentando tempos de processamento maiores que o período transitório, especialmente quando o número de controladores é grande. Além disso, nesses trabalhos a

comutação só pode ser efetuada após um determinado tempo necessário para que a estratégia de comutação identifique alterações na planta e então efetue o processamento e seleção do controlador mais adequado.

Nestes casos, mesmo que um controlador seja corretamente selecionado, sequências arbitrárias de comutação não levam necessariamente à estabilidade global do sistema. Além disso, as discontinuidades na ação de controle provocadas pela comutação de controladores podem levar o sistema à instabilidade. O método por estes proposto é considerado efetivo apenas no caso de que os parâmetros, após variarem, permaneçam constantes por um tempo suficientemente longo, de modo que a comutação frequente de controladores não seja necessária [18].

Um dos problemas sérios na comutação de controladores e no cômputo do pré-roteamento é que o número de controladores pode ser potencialmente grande, principalmente para sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, do *inglês multiple-input, multiple-output*) [26]. Com isso, o tempo de processamento necessário apenas para a escolha do controlador mais adequado pode se tornar elevado.

Morse *et al.* [24] apresentam aprofundamentos na comutação com histerese de múltiplos controladores com o objetivo de prevenir que os parâmetros de controle se alterem muito rapidamente.

Na maioria dos trabalhos acima citados, a seleção dos controladores é feita com base na análise da resposta transitória do sistema em malha fechada. Em razão disso, ao longo do período transitório os sistemas ainda poderão estar sob o governo de um controlador menos apropriado.

Outra proposta, apresentada em [25], utiliza um estimador para cada subconjunto de parâmetros associados a cada controlador e utiliza as propriedades destes estimadores como critério de seleção. Já Abdullah *et al.* [27] propõe um reconhecedor de comportamento baseado em lógica *fuzzy*, o qual procura caracterizar o comportamento atual da planta de modo que se possa resolver a lógica de sintonia e o subsistema de comutação entre a família de controladores candidatos.

1.2 – Uma abordagem utilizando algoritmo genético e lógica *fuzzy*

O presente trabalho propõe uma abordagem diferenciada daquelas utilizadas nos trabalhos anteriormente citados. Enfoca-se a melhoria da resposta transitória de sistemas em malha fechada por meio da aplicação de múltiplos controladores lineares combinados por meio de um supervisor *fuzzy*. Mais especificamente, o objetivo principal deste trabalho é propor uma metodologia para projeto de sistemas de controle que garanta boas respostas transitórias e de regime permanente para conversores boost que operem com amplas faixas de carga.

Os trabalhos anteriores, tais como [24-26], são aplicáveis apenas a sistemas de fase mínima, de modo que tais estratégias não podem ser aplicadas em diversos conversores estáticos, tais como buck-boost, Cúk, sepic e especialmente no conversor boost, analisado nesta dissertação.

Nesta dissertação, a metodologia proposta é baseada no projeto de múltiplos controladores por realimentação de estados do tipo regulador linear quadrático (LQR, do inglês *linear quadratic regulator*) [2, 20], sintonizados para várias condições de carga. Uma vez que a utilização de múltiplos controladores requer o ônus de projetar mais de um controlador individualmente, objetiva-se também a automação do processo de projeto e sintonia de cada um dos controladores. Esta automação é efetuada através de um algoritmo genético (GA, do inglês *genetic algorithm*) [28-30], o qual minimiza uma função objetivo que quantifica a resposta dinâmica em malha fechada do conversor boost.

Cada controlador ótimo local deve ser selecionado de maneira adequada e, por esta razão, o projeto do controle supervisor também é objeto de estudo neste trabalho. Verificar-se-á a utilização de um supervisor baseado em lógica *fuzzy* [6, 31, 32] com o objetivo de ponderar e combinar as ações de cada controlador local de maneira a obter um controlador global com bom desempenho para toda a faixa de carga analisada. Quatro variações para o controle supervisor serão estudadas com o intuito de analisar a configuração que resulte no melhor custo/benefício para a aplicação da metodologia de controle proposta. Extensivas simulações e resultados experimentais são analisados para cada estratégia de controle e são apresentados com o objetivo de verificar a aplicabilidade da metodologia de controle proposta e analisar a estabilidade global do sistema.

1.3 – Estrutura da dissertação

A dissertação é dividida em seis capítulos, os quais retratam também a sequência de desenvolvimento utilizada no decorrer do trabalho.

O Capítulo 2 inicia apresentando a modelagem no espaço de estados para a aplicação em conversores. Mais especificamente, apresenta-se a modelagem do conversor boost, planta escolhida para a verificação da metodologia proposta nesta dissertação. A partir do modelo instantâneo, são apresentadas manipulações matemáticas que permitem que este modelo não linear e variante no tempo seja aproximado por um modelo linear e invariante no tempo (LTI, do inglês *linear time invariant*). Os impactos causados por esta etapa de linearização são analisados e demonstra-se que o modelo linear obtido é válido apenas para pequenas perturbações no entorno de um determinado ponto de equilíbrio.

No Capítulo 3 são apresentadas as ferramentas empregadas no desenvolvimento da metodologia de controle proposta. Inicialmente é abordado o controle por realimentação de estados e o LQR (do inglês *Linear Quadratic Regulator*). Na sequência são apresentados os conceitos fundamentais do algoritmo genético padrão (SGA, do inglês *standard genetic algorithm*) e a configuração empregada pelo algoritmo utilizado. Por fim, a lógica *fuzzy* é brevemente apresentada com vistas aos requisitos necessários para a aplicação neste trabalho.

A metodologia de múltiplos controladores proposta é apresentada no Capítulo 4, sendo verificadas e discutidas duas estratégias de controle baseadas na corrente de saída como variável de decisão e outras duas baseadas no valor estimado da resistência de carga como variável de decisão. Testes de robustez são executados e demonstram-se as vantagens e desvantagens de cada configuração.

O Capítulo 5 apresenta a validação experimental de todos os controladores e estratégias propostas ao longo deste trabalho. Neste capítulo comprova-se por meio de ensaios em laboratório a aplicabilidade e as melhorias dinâmicas trazidas pela metodologia de múltiplos controladores proposta.

O Capítulo 6 encerra esta dissertação apresentando as conclusões gerais, bem como as perspectivas de trabalhos e aplicações futuras que podem ser desenvolvidas a partir da metodologia proposta.

CAPÍTULO 2 – MODELAGEM POR VARIÁVEIS DE ESTADO

A engenharia de controle, tanto clássica quanto moderna, é fundamentalmente baseada na análise de sistemas lineares e nas teorias de realimentação de sinais, além de utilizar conceitos de teoremas de redes e teoria da informação. Para que os objetivos de controle possam ser atingidos, um modelo matemático do processo que se deseja controlar deve ser determinado. Tais modelos geralmente apresentam-se na forma de equações diferenciais ordinárias que descrevem o comportamento dinâmico do sistema em questão.

Os controladores convencionais e as tarefas que desempenham dependem fortemente da análise e de uma boa modelagem matemática [33]. Contudo, mesmo que a melhor modelagem alcance os melhores resultados, quanto maior a quantidade de detalhes essa incluir, mais complexa se torna sua análise e desenvolvimento. Muitas vezes são efetuadas simplificações de modo a facilitar os cálculos e reduzir o tempo de projeto, as quais são baseadas no conhecimento previamente adquirido pelo projetista [34]. Todavia, projetos feitos sobre modelos excessivamente simplificados podem levar a resultados inesperados, principalmente em virtude do aparecimento de dinâmicas não modeladas. Por esta razão, é importante que haja um compromisso entre a complexidade da modelagem e a tolerância ao erro admitida ou imposta para cada projeto.

Este capítulo apresenta um procedimento para modelagem de conversores estáticos CC-CC, em especial, o conversor boost. Como será visto, este conversor apresenta um comportamento não linear, assim como a grande parte dos sistemas físicos. Para que técnicas de controle clássico ou moderno possam ser aplicadas, faz-se necessária a linearização do modelo no entorno de um ponto de operação, ou ponto de equilíbrio.

Na etapa de linearização algumas condições são assumidas, de modo que os termos não lineares possam ser desprezados. Quando essas condições não forem mais satisfeitas, o modelo passa a apresentar erros, visto que as simplificações efetuadas não são mais válidas. Em geral, as perturbações impostas não colocam o sistema controlado em um ponto de operação muito distante do qual foi projetado. Assim, na maioria das vezes estes erros são aceitos e os controladores são projetados com uma margem de segurança suficientemente ampla de modo a tolerar essas perturbações. As questões relativas ao processo de modelagem e ao erro introduzido no processo de linearização são apresentadas e

discutidas a seguir. Por fim, são apresentadas considerações acerca do processo de modelagem de conversores.

2.1 – Modelagem de conversores no espaço de estados

A presente seção introduz a modelagem em variáveis de estado para conversores operando no modo de condução contínua da corrente no indutor (MCC). Sua forma geral é dada por:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}\mathbf{x}(t) + \mathbf{G}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{J}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

em que $\mathbf{x}(t)$ é um vetor de $n \times 1$, $\mathbf{u}(t)$ é um vetor de $m \times 1$ e $\mathbf{y}(t)$ é um vetor de $l \times 1$, sendo que todos os vetores são reais. As matrizes desta equação são:

$$\begin{aligned} \mathbf{F} \in \mathbb{R}^{n \times n} &\rightarrow \text{Matriz de estados} \\ \mathbf{G} \in \mathbb{R}^{n \times m} &\rightarrow \text{Matriz de entrada ou de controle} \\ \mathbf{H} \in \mathbb{R}^{l \times n} &\rightarrow \text{Matriz de saída} \\ \mathbf{J} \in \mathbb{R}^{l \times m} &\rightarrow \text{Matriz de transmissão direta} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Cabe ressaltar que a forma apresentada em (2.1) é válida apenas para equações de estado lineares. Equações de estado não lineares envolvem funções não lineares e não podem ser descritas apenas pelas matrizes \mathbf{F} , \mathbf{G} , \mathbf{H} e \mathbf{J} [35].

Em conversores chaveados comandados com modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*) a ação de comutação dos interruptores controlados implica reconfigurações do circuito. Por exemplo, para o caso de conversores que operam no modo de condução contínuo (MCC), e assumindo um interruptor S_B que altere seu estado apenas uma vez a cada período de comutação, duas estruturas topológicas distintas podem ser observadas. Estes circuitos contêm variáveis de estado na forma de um vetor $\mathbf{x}(t)$ e são alimentados por fontes independentes sob a forma de um vetor $\mathbf{u}(t)$. Ao longo do primeiro subintervalo, quando o interruptor está em condução ($S_B = 1$), pode-se representar o circuito pelas seguintes equações de estado:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{G}_1\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{J}_1\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

já ao longo do segundo subintervalo, o sistema de equações que descrevem o circuito pode ser definido por:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}_0 \mathbf{x}(t) + \mathbf{G}_0 \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_0 \mathbf{x}(t) + \mathbf{J}_0 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

Em conversores bem projetados que operam no MCC, as ondulações provocadas pelo chaveamento, em geral, são feitas pequenas por projeto [5]. Assim, as mesmas podem ser desprezadas e a análise é focada apenas nas variações das formas de onda no conversor.

Supondo que uma pequena perturbação $\tilde{d}(t)$ com uma frequência f_m module a razão cíclica nominal D do conversor, que trabalha com uma frequência de comutação f_s , de tal forma que $\tilde{d}(t) \ll D$ e $f_m \ll f_s$, tem-se a situação apresentada pela Figura 2.1. Em (a) é apresentada a forma de onda para uma variável $x(t)$ sujeita à pequena perturbação que inclui, também, os efeitos do chaveamento dos interruptores controláveis. A Figura 2.1(b) ilustra o espectro do sinal $x(t)$ no qual se percebem as componentes relativas ao sinal modulante, a frequência de comutação, suas bandas laterais e suas harmônicas. Para a modelagem estudada neste trabalho, assumir-se-á que as componentes espectrais da frequência de comutação apresentam magnitudes muito menores que as componentes relativas à dinâmica do conversor. Deste modo, desprezando essas componentes de alta frequência é obtida a forma de onda para o sinal $\bar{x}(t)$ (média da forma de onda de $x(t)$) ilustrada na Figura 2.1(a), na qual as ondulações oriundas do chaveamento já não se fazem mais presentes.

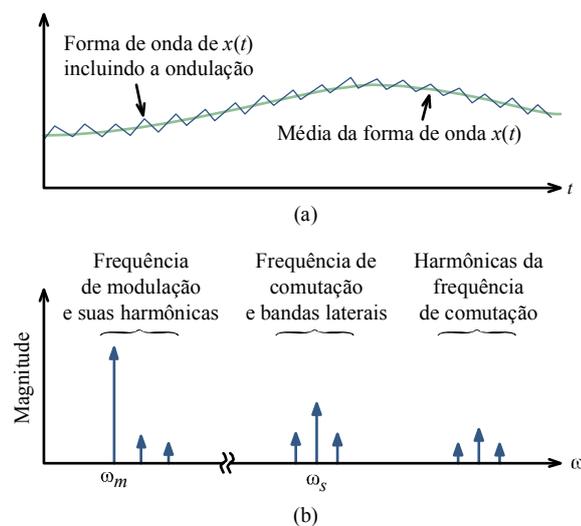


Figura 2.1 – Influência de uma pequena perturbação na razão cíclica nominal (a) no domínio do tempo; (b) espectro do sinal resultante

Fonte: editada pelo autor com base em [5]

Para remover as componentes de alta frequência das ondulações são calculados os valores médios das variáveis ao longo de um período de comutação. O resultado desta operação sobre os sistemas de equações de estados (2.3) e (2.4) origina o modelo pela média no espaço de estados.

2.1.1 – Modelo pela média do espaço de estados

Dada uma variável $x(t)$ qualquer, seu valor médio ao longo de um período de comutação T_s (valor médio local) é representado por $\bar{x}(t)$ e expresso por:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau \quad (2.5)$$

Esta média móvel calculada em (2.5) resulta em uma ação com o mesmo efeito de um filtro passa-baixas, removendo as componentes de alta frequência tal como desejado. Em virtude da natureza invariante no tempo da definição apresentada, a derivada de um sinal pode ser representada, também, pela derivada de seu valor médio local [36].

Aplicando o conceito da média local, é determinada a média do espaço de estados para as equações (2.3) e (2.4), dado por:

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}}(t) = [\mathbf{F}_1 \bar{\mathbf{d}}(t) + \mathbf{F}_0 \bar{\mathbf{d}}'(t)] \cdot \bar{\mathbf{x}}(t) + [\mathbf{G}_1 \bar{\mathbf{d}}(t) + \mathbf{G}_0 \bar{\mathbf{d}}'(t)] \cdot \bar{\mathbf{u}}(t) \\ \bar{\mathbf{y}}(t) = [\mathbf{H}_1 \bar{\mathbf{d}}(t) + \mathbf{H}_0 \bar{\mathbf{d}}'(t)] \cdot \bar{\mathbf{x}}(t) + [\mathbf{J}_1 \bar{\mathbf{d}}(t) + \mathbf{J}_0 \bar{\mathbf{d}}'(t)] \cdot \bar{\mathbf{u}}(t) \end{cases} \quad (2.6)$$

sendo $\bar{\mathbf{d}}$ o valor médio da razão cíclica ao longo de um período de comutação e $\bar{\mathbf{d}}'$ seu complemento, ou, simplesmente, $(1 - \bar{\mathbf{d}})$.

As equações de estado que originam (2.6) só puderam ser escritas na forma de equações de estado devido a uma aproximação efetuada. Em geral, o produto das médias é diferente da média dos produtos, ou seja:

$$\frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t d(t) \cdot x(t) dt \neq \frac{1}{T_s} \left(\int_{t-T_s}^t d(t) dt \cdot \int_{t-T_s}^t x(t) dt \right) \quad (2.7)$$

Entretanto, em virtude de que geralmente os conversores CC-CC são projetados para possuírem ondulações de pequenas magnitudes, é razoável assumir que as variáveis de estado e de entrada sejam praticamente constantes entre períodos de comutação sucessivos. Tal aproximação leva à (2.8).

$$\frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t d(t) \cdot x(t) dt \approx \frac{1}{T_s} \left(x(t) \int_{t-T_s}^t d(t) dt \right) \approx \frac{1}{T_s} \left(d(t) \int_{t-T_s}^t x(t) dt \right) \quad (2.8)$$

Além disso, esta aproximação também é válida, por exemplo, para a corrente no indutor. Embora a mesma possa ter uma oscilação de grande magnitude, o valor de sua média local varia lentamente quando comparada com a frequência de comutação do conversor e também se pode utilizar a aproximação apresentada em (2.8).

2.1.2 – Ponto de equilíbrio

Na modelagem por espaço de estados, o estado de equilíbrio nominal \mathbf{X}_q é encontrado resolvendo a equação de estados para $\dot{\mathbf{x}} = 0$. Este termo se refere a um estado em que o sistema encontra-se até que seja perturbado [35]. Reescrevendo a equação (2.6) para esta condição, o ponto de operação do conversor pode ser definido por meio da solução de (2.9).

$$\begin{cases} 0 = \mathbf{F}\mathbf{X}_q + \mathbf{G}\mathbf{U}_q \\ \mathbf{Y}_q = \mathbf{H}\mathbf{X}_q + \mathbf{J}\mathbf{U}_q \end{cases} \quad (2.9)$$

em que as matrizes médias são dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_0 D' \\ \mathbf{G} &= \mathbf{G}_1 D + \mathbf{G}_0 D' \\ \mathbf{H} &= \mathbf{H}_1 D + \mathbf{H}_0 D' \\ \mathbf{J} &= \mathbf{J}_1 D + \mathbf{J}_0 D' \end{aligned} \quad (2.10)$$

e as componentes do ponto de equilíbrio são:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_q &= \text{Vetor de estado de equilíbrio} \\ \mathbf{U}_q &= \text{Vetor de entrada} \\ \mathbf{Y}_q &= \text{Vetor de saída de equilíbrio} \\ D &= \text{Razão cíclica} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Resolvendo-se (2.9) para a determinação dos vetores de estado e saída em equilíbrio, e assumindo que a matriz \mathbf{F} possua inversa, tem-se:

$$\begin{cases} \mathbf{X}_q = -\mathbf{F}^{-1}\mathbf{G}\mathbf{U}_q \\ \mathbf{Y}_q = (-\mathbf{H}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{G} + \mathbf{J})\mathbf{U}_q \end{cases} \quad (2.12)$$

sendo o subíndice $_q$ o ponto quiescente da variável. Esta equação descreve o ponto de equilíbrio de um conjunto de equações no espaço de estados para um determinado vetor de entrada.

2.1.3 – Introdução de perturbação

O passo seguinte na modelagem de conversores é a adição de perturbações, pequenas variações CA nos valores médios das variáveis. Desta forma, o valor médio local passa a ser representado pelo valor médio da variável somado desta perturbação, tal como demonstra (2.13).

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t) & \bar{d}(t) &= D + \tilde{d}(t) \Rightarrow \bar{d}'(t) = D' - \tilde{d}'(t) \\ \bar{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}(t) & \bar{\mathbf{u}}(t) &= \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}(t)\end{aligned}\quad (2.13)$$

Deste ponto em diante, por simplicidade de notação, omite-se a dependência em t das variáveis.

Substituindo (2.13) em (2.6), obtém-se:

$$\begin{cases} (\dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}}) = [(D + \tilde{d})\mathbf{F}_1 + (D' - \tilde{d})\mathbf{F}_0] \cdot (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + [(D + \tilde{d})\mathbf{G}_1 + (D' - \tilde{d})\mathbf{G}_0] \cdot (\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}) \\ (\mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}) = [(D + \tilde{d})\mathbf{H}_1 + (D' - \tilde{d})\mathbf{H}_0] \cdot (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + [(D + \tilde{d})\mathbf{J}_1 + (D' - \tilde{d})\mathbf{J}_0] \cdot (\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}) \end{cases}\quad (2.14)$$

Sabendo que $\dot{\mathbf{X}} = 0$ e agrupando os termos é obtida a equação (2.15), que descreve o modelo no espaço de estados não linear para um conversor qualquer operando no modo de condução contínua.

$$\left\{ \begin{aligned} \underbrace{\dot{\tilde{\mathbf{x}}}}_{\substack{\text{Termo} \\ \text{linear} \\ \text{(CA)}}} &= \underbrace{\mathbf{F}\mathbf{X} + \mathbf{G}\mathbf{U}}_{\substack{\text{Termo de equilíbrio (CC)}}} + \underbrace{\mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + [(\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_0)\mathbf{X} + (\mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_0)\mathbf{U}]}_{\substack{\text{Termos lineares (CA)}}} \tilde{d} \\ &\quad + \underbrace{(\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_0)\tilde{\mathbf{x}} \cdot \tilde{d} + (\mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_0)\tilde{\mathbf{u}} \cdot \tilde{d}}_{\substack{\text{Termos não lineares (CA)}}} \\ \underbrace{\mathbf{Y}}_{\substack{\text{Termo de} \\ \text{equilíbrio} \\ \text{(CC)}}} + \underbrace{\tilde{\mathbf{y}}}_{\substack{\text{Termo} \\ \text{linear} \\ \text{(CA)}}} &= \underbrace{\mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{J}\mathbf{U}}_{\substack{\text{Termo de equilíbrio (CC)}}} + \underbrace{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{J}\tilde{\mathbf{u}} + [(\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_0)\mathbf{X} + (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_0)\mathbf{U}]}_{\substack{\text{Termos lineares (CA)}}} \tilde{d} \\ &\quad + \underbrace{(\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_0)\tilde{\mathbf{x}} \cdot \tilde{d} + (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_0)\tilde{\mathbf{u}} \cdot \tilde{d}}_{\substack{\text{Termos não lineares (CA)}}} \end{aligned}\right.\quad (2.15)$$

Este sistema de equações é não linear e, tal como apresentado no início do capítulo, ainda requer tratamento e aproximações adicionais para que possa ser descrito como um sistema linear.

2.1.4 – Modelo linearizado de pequenos sinais

Para que a equação (2.15) possa ser reduzida a um modelo de primeira ordem é necessário que os termos das perturbações sejam muito menores que seus valores médios. Em outras palavras,

$$\begin{aligned} \|\mathbf{X}\| &\gg \|\tilde{\mathbf{x}}\| \\ \|\mathbf{U}\| &\gg \|\tilde{\mathbf{u}}\| \\ \|\mathbf{Y}\| &\gg \|\tilde{\mathbf{y}}\| \\ D &\gg |\tilde{d}| \end{aligned} \quad (2.16)$$

sendo $\|\mathbf{x}\|$ a norma euclidiana do vetor \mathbf{x} .

Esta aproximação se faz necessária, pois a multiplicação de sinais CA no domínio do tempo resulta em uma convolução no domínio da frequência. Tal operação adiciona dinâmicas e harmônicas na forma de onda das variáveis analisadas e que não são de interesse no projeto dos controladores estudados neste trabalho. Assim, respeitadas as condições expressas em (2.16), a resposta dinâmica do conversor pode ser representada sem erros significativos mesmo com o desprezo dos termos não lineares.

Retomando a análise de (2.15) e dando enfoque apenas ao comportamento das componentes lineares CA, os termos contínuos que satisfazem a equação (2.9) podem ser desprezados, conforme o teorema da superposição de fontes. Além disso, os termos não lineares são também desprezados pelas razões já discutidas. Com isso, o modelo de pequenos sinais é dado por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + [(\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_0)\mathbf{X} + (\mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_0)\mathbf{U}]\tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{J}\tilde{\mathbf{u}} + [(\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_0)\mathbf{X} + (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_0)\mathbf{U}]\tilde{d} \end{cases} \quad (2.17)$$

ou, de forma compacta,

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{d} + \mathbf{M}\tilde{\mathbf{u}} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\tilde{d} + \mathbf{N}\tilde{\mathbf{u}} \end{cases} \quad (2.18)$$

sendo \mathbf{A} a matriz da dinâmica de estados, \mathbf{B} a matriz de entrada para a ação de controle, \mathbf{M} a matriz de entrada para as perturbações, \mathbf{C} a matriz de saída, \mathbf{E} a matriz de transmissão direta do sinal de controle e \mathbf{N} a matriz de transmissão direta das perturbações.

Assim, através das equações (2.9) e (2.18) obtém-se o modelo linearizado no espaço de estados para pequenas perturbações, desde que todas as considerações destacadas sejam observadas.

2.2 – Modelagem do conversor boost

A partir do embasamento teórico apresentado na seção anterior, será apresentada a seguir a modelagem de um conversor boost no espaço de estados. A Figura 2.2 ilustra o circuito elétrico que será utilizado para a determinação do modelo. Com o objetivo de analisar de maneira mais criteriosa o comportamento dinâmico do conversor, as resistências séries parasitas do indutor e do capacitor (r_L e r_C , respectivamente) são consideradas. Este circuito é dito não conservativo, em razão de que parte da energia entregue pela fonte é perdida nas não idealidades dos componentes. As perdas nos dispositivos semicondutores não implicam amortecimentos do sistema [8] e, por esta razão, serão desprezadas.

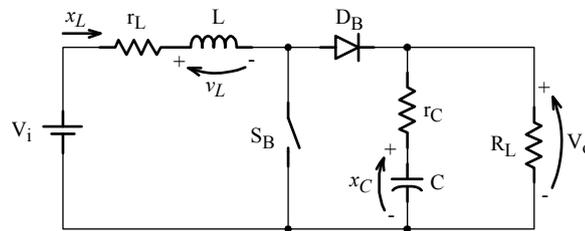


Figura 2.2 – Circuito do conversor boost utilizado na modelagem

Em função da ação do modulador PWM, o interruptor controlável S_B pode se encontrar em estado aberto ou fechado. Supondo que $q=1$ denote que S_B está em condução (há circulação de corrente elétrica através do componente) e $q=0$ representa o estado bloqueado (não há circulação de corrente elétrica em S_B), a Tabela 2.1 descreve as combinações entre os estados discretos dos interruptores S_B e D_B e a definição das estruturas resultantes.

Tabela 2.1 – Estado dos interruptores e estruturas resultantes

q	S_B	D_B	Estrutura
1	Conduzindo	Bloqueado	Q_1
0	Bloqueado	Conduzindo	Q_0
0	Bloqueado	Bloqueado	Q_D

A Figura 2.3 apresenta os circuitos resultantes em função da ação de comutação dos interruptores.

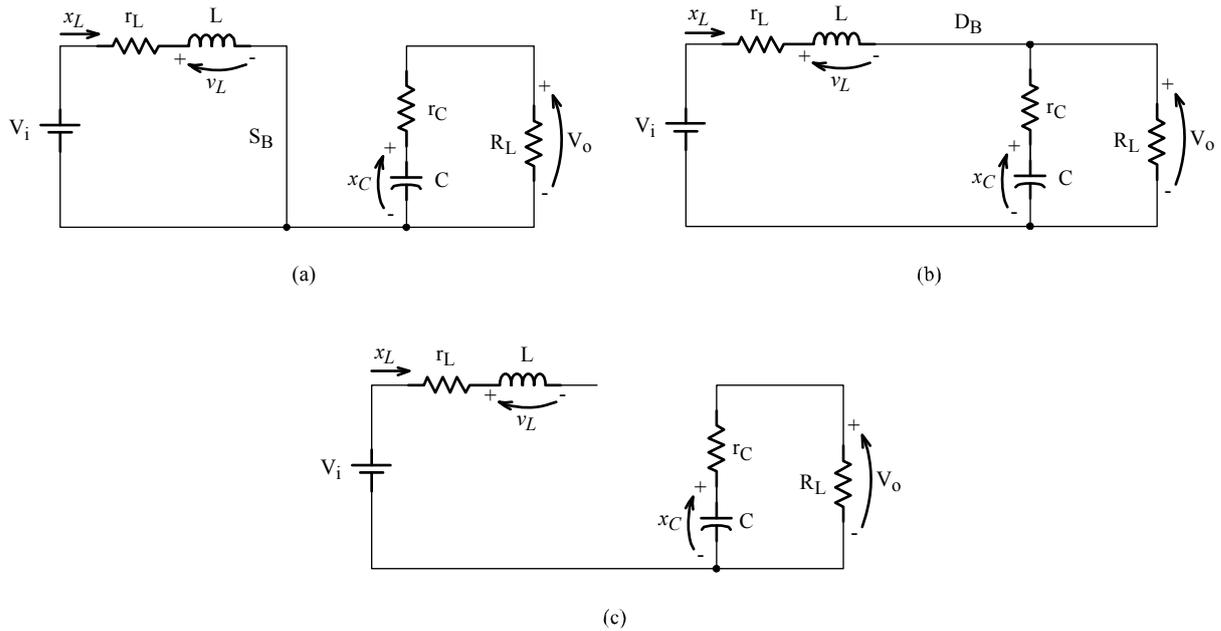


Figura 2.3 – Estruturas resultantes da comutação do interruptor
 (a) estrutura Q_1 ; (b) estrutura Q_0 ; (c) estrutura Q_D

A análise apresentada aqui enfoca a modelagem do conversor boost operando no modo de condução contínuo da corrente elétrica através dos interruptores. Por esta razão, a estrutura representada por Q_D e ilustrada pela Figura 2.3(c) não será utilizada. A Figura 2.3(a) representa os instantes de tempo em que o interruptor S_B encontra-se em condução e o indutor armazena energia. Já na Figura 2.3(b) são representados os instantes de tempo em que o diodo D_B encontra-se em condução e transfere a energia armazenada pelo indutor para a carga. Com a definição das estruturas resultantes para cada estado dos interruptores, o processo de modelagem pode ser iniciado.

2.2.1 – Determinação das equações de estado

Para cada estrutura apresentada acima haverá um conjunto de equações de estado, que descrevem seu comportamento ao longo do tempo. Na sequência, os estados x_L e x_C correspondem à corrente no indutor e tensão nos terminais do capacitor, respectivamente, e seus termos derivativos são definidos por:

$$\dot{x}_L = L \frac{di_L}{dt} \qquad \dot{x}_C = C \frac{dv_C}{dt} \qquad (2.19)$$

a) Equações de estado para a estrutura Q_I

Iniciando a determinação das equações de estado para a estrutura Q_I , a partir da Figura 2.3(a), resolvendo para a malha esquerda, tem-se:

$$\dot{x}_L = -\frac{r_L}{L}x_L + \frac{1}{L}V_i \quad (2.20)$$

Para a malha direita:

$$\dot{x}_C = -\frac{1}{C(R_L + r_C)}x_C \quad (2.21)$$

Já a tensão de saída é expressa por:

$$v_o = -R_L \cdot C \cdot \dot{x}_C \quad (2.22)$$

Substituindo (2.21) em (2.22), tem-se:

$$v_o = \frac{R_L}{(R_L + r_C)}x_C \quad (2.23)$$

Arranjando na forma matricial como definido em (2.3), é obtido o sistema de equações de estado para a estrutura Q_I .

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{x}_L \\ \dot{x}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}_1} \cdot \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_1} \cdot V_i \\ v_o = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_1} \cdot \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.24)$$

Assim ficam definidas as equações de estado para o circuito no período em que o interruptor S_B encontra-se em condução.

b) Equações de estado para a estrutura Q_0

Com base na Figura 2.3(b) e resolvendo para a malha direita, é obtido:

$$\dot{x}_C = \frac{R_L}{C(R_L + r_C)}x_L - \frac{1}{C(R_L + r_C)}x_C \quad (2.25)$$

Pelo equacionamento da malha externa, tem-se:

$$r_L \cdot x_L + L \cdot \dot{x}_L + R_L(x_L - C \cdot \dot{x}_C) - V_i = 0 \quad (2.26)$$

substituindo (2.26) em (2.25) e resolvendo:

$$\dot{x}_L = -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L(r_L + r_C) + r_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \right) x_L - \frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) x_C + \frac{1}{L} V_i \quad (2.27)$$

Equacionando a tensão de saída:

$$v_o = R_L (x_L - C \cdot \dot{x}_C) \quad (2.28)$$

e substituindo (2.25) em (2.28), tem-se:

$$v_o = \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} x_L + \frac{R_L}{R_L + r_C} x_C \quad (2.29)$$

Arranjando as equações (2.25), (2.27) e (2.29) sob a forma matricial, é obtido:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{x}_L \\ \dot{x}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L(r_L + r_C) + r_L \cdot r_C}{L(R_L + r_C)} & -\frac{R_L}{L(R_L + r_C)} \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}_0} \cdot \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_0} \cdot V_i \\ v_o = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_0} \cdot \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.30)$$

Assim, ficam definidas também as equações de estado para o circuito ao longo do período em que o interruptor S_B encontra-se bloqueado.

As equações (2.24) e (2.30) compõe um sistema variante no tempo, ou seja, para diferentes instantes de tempo, o sistema é regido por diferentes equações. Como descrito anteriormente, após a obtenção das equações para as estruturas Q_I e Q_0 , deve-se ponderá-las ao longo de um período de comutação para que a média do espaço de estados seja obtida, assunto que trata a seção a seguir. Deste modo, obter-se-á o modelo de um sistema LTI, característica que é essencial para a aplicação das técnicas de controle que serão empregadas adiante no trabalho.

2.2.2 – Média do espaço de estados

As variáveis instantâneas obtidas acima são agora substituídas por suas médias móveis, como definido em (2.5). Por conveniência, reescrevendo (2.6) já incluindo as variáveis do conversor boost, é obtida a equação geral:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_L \\ \dot{\bar{x}}_C \end{bmatrix} = [\mathbf{F}_1 \bar{d} + \mathbf{F}_0 \bar{d}'] \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_L \\ \bar{x}_C \end{bmatrix} + [\mathbf{G}_1 \bar{d} + \mathbf{G}_0 \bar{d}'] \cdot \bar{V}_i \\ \bar{y} = [\mathbf{H}_1 \bar{d} + \mathbf{H}_0 \bar{d}'] \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_L \\ \bar{x}_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.31)$$

Resolvendo para as matrizes apresentadas na seção anterior, o modelo obtido pela média do espaço de estados é definido por:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_L \\ \dot{\bar{x}}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \bar{d}' \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) \bar{d}' \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} \bar{d}' & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_L \\ \bar{x}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \bar{V}_i \\ \bar{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \bar{d}' & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_L \\ \bar{x}_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.32)$$

Este modelo descreve o comportamento dos valores médios locais dos estados quando da aplicação de uma tensão de entrada V_i .

2.2.3 – Ponto de equilíbrio

Os pontos de equilíbrio do conversor são obtidos com a resolução da equação (2.9), quando as entradas, supostas constantes, forem aplicadas e os termos derivativos se anularem. Assim, a equação (2.32) torna-se:

$$\begin{cases} 0 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) D' \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} D' & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_L \\ X_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i \\ V_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_L \\ X_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.33)$$

A partir da resolução de (2.12) para a matriz de estados $\mathbf{X} = [X_{Lq} \ X_{Cq}]^T$ (sendo que T simboliza a transposta da matriz), bem como para a tensão de saída do conversor, é obtido:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} X_{Lq} \\ X_{Cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(R_L + r_C)V_i}{R_L(R_L D' + r_C)D' + r_L(R_L + r_C)} \\ \frac{R_L(R_L + r_C)V_i \cdot D'}{R_L(R_L D' + r_C)D' + r_L(R_L + r_C)} \end{bmatrix} \\ V_{oq} = \frac{R_L(R_L + r_C)V_i \cdot D'}{R_L(R_L D' + r_C)D' + r_L(R_L + r_C)} \end{array} \right. \quad (2.34)$$

Tal equação determina os valores que os estados irão possuir quando o conversor for excitado com uma tensão de entrada V_i e razão cíclica D .

2.2.4 – Perturbação com pequenos sinais

O modelo obtido pela média temporal local descrito em (2.32) sofrerá, agora, perturbações como descritas anteriormente. As médias locais serão substituídas pelo valor médio da variável somado de uma perturbação, como apresentado a seguir:

$$\begin{array}{lll} \bar{x}_L = X_L + \tilde{x}_L & \bar{v}_i = V_i + \tilde{v}_i & \bar{d} = D + \tilde{d} \Rightarrow \bar{d}' = D' - \tilde{d} \\ \bar{x}_C = X_C + \tilde{x}_C & \bar{v}_o = V_o + \tilde{v}_o & \end{array} \quad (2.35)$$

Aplicando (2.35) em (2.32) e sabendo que $\dot{\mathbf{X}} = 0$, obtém-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} (D' - \tilde{d}) \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) (D' - \tilde{d}) \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} (D' - \tilde{d}) & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (X_L + \tilde{x}_L) \\ (X_C + \tilde{x}_C) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot (V_i + \tilde{v}_i) \\ (V_o + \tilde{v}_o) = \begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} (D' + \tilde{d}) & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (X_L + \tilde{x}_L) \\ (X_C + \tilde{x}_C) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.36)$$

a qual possui o mesmo formato de (2.14), tal como esperado. Resolvendo e agrupando os termos em comum é obtido o modelo completo no espaço de estados dado pela equação abaixo:

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_L \\ \dot{\tilde{x}}_C \end{bmatrix}}_{\text{Termo linear (CA)}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) D' \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} D' & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix}}_{\text{Termos de equilíbrio (CC)}} \cdot \begin{bmatrix} X_{Lq} \\ X_{Cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) D' \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} D' & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix}}_{\text{Termos lineares (CA)}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{v}_i \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(\frac{R_L r_C}{R_L + r_C} \right) \cdot X_{Lq} + \frac{R_L}{L(R_L + r_C)} \cdot X_{Cq} \\ -\frac{R_L}{C(R_L + r_C)} \cdot X_{Lq} \end{bmatrix}}_{\text{Termos lineares (CA)}} \cdot \tilde{d} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(\frac{R_L r_C}{R_L + r_C} \right) & \frac{R_L}{L(R_L + r_C)} \\ -\frac{R_L}{C(R_L + r_C)} & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Termos não lineares (CA)}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} \cdot \tilde{d} \\
 \underbrace{V_{oq}}_{\text{Termo de equilíbrio (CC)}} + \underbrace{\tilde{v}_o}_{\text{Termo lineares (CA)}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix}}_{\text{Termo de equilíbrio (CC)}} \cdot \begin{bmatrix} X_{Lq} \\ X_{Cq} \end{bmatrix} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix}}_{\text{Termos lineares (CA)}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} - \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \cdot X_{Lq} \cdot \tilde{d} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Termos não lineares (CA)}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} \cdot \tilde{d}
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Na equação acima, os termos CC satisfazem a equação (2.33) e se anulam. Tais termos representam a velocidade de fase do sistema no ponto de equilíbrio, a qual, por definição, é nula [36]. Assim, tem-se o modelo completo pela média do espaço de estados para o conversor boost, o qual é dado por

$$\begin{cases}
\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_L \\ \dot{\tilde{x}}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) D' \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} D' & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{v}_i \\
+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(\frac{R_L r_C}{R_L + r_C} \right) \cdot X_{Lq} + \frac{R_L}{L(R_L + r_C)} \cdot X_{Cq} \\ -\frac{R_L}{C(R_L + r_C)} \cdot X_{Lq} \end{bmatrix} \cdot \tilde{d} \\
+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(\frac{R_L r_C}{R_L + r_C} \right) & \frac{R_L}{L(R_L + r_C)} \\ -\frac{R_L}{C(R_L + r_C)} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} \cdot \tilde{d} \\
\tilde{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} - \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \cdot X_{Lq} \cdot \tilde{d} + \begin{bmatrix} -\frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} \cdot \tilde{d}
\end{cases} \quad (2.38)$$

Este sistema de equações é invariante no tempo, mas não linear. A seção a seguir apresenta a etapa final na obtenção do modelo de pequenos sinais linear e invariante no tempo para o conversor boost.

2.2.5 – Modelo linearizado CA de pequenos sinais

Por razões já justificadas, é importante que as perturbações possuam amplitudes muito menores que os valores das variáveis em equilíbrio. Para a aplicação da equação genérica (2.17) é fundamental que as condições estabelecidas por (2.39) sejam satisfeitas. Aqui será analisado o comportamento da tensão de saída em função de pequenas perturbações na razão cíclica. Por esta razão, a tensão de entrada será considerada constante, de modo que $\tilde{v}_i = 0$. Cabe salientar que a definição de constante não assume aqui a conotação de absolutamente invariante no tempo, mas sim de que sua média móvel possua variações desprezíveis ao longo de um período de comutação.

$$\begin{aligned}
X_L &\gg \tilde{x}_L & D &\gg \tilde{d} \\
X_C &\gg \tilde{x}_C & V_o &\gg \tilde{v}_o
\end{aligned} \quad (2.39)$$

Reescrevendo (2.17) a partir dos termos já apresentados, tem-se o sistema de equações (2.40):

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_L \\ \dot{\tilde{x}}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L}{R_L + r_C} \right) D' \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} D' & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(\frac{R_L r_C}{R_L + r_C} \right) \cdot X_{Lq} + \frac{R_L}{L(R_L + r_C)} \cdot X_{Cq} \\ -\frac{R_L}{C(R_L + r_C)} \cdot X_{Lq} \end{bmatrix} \cdot \tilde{d} \\ \tilde{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' & \frac{R_L}{R_L + r_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} - \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \cdot X_{Lq} \cdot \tilde{d} \end{array} \right. \quad (2.40)$$

Assim, tem-se o modelo em variáveis de estado de pequenos sinais linear e invariante no tempo para o conversor boost.

2.3 – Validação da modelagem

Com o modelo matemático do conversor definido, esta seção objetiva validar o equacionamento apresentado. Para tanto, será utilizado um conversor boost cujos parâmetros são apresentados na Tabela 2.2. São efetuadas simulações de seu comportamento real (circuito elétrico) e dos modelos não linear e linearizado. Os resultados obtidos são ilustrados e serão demonstrados os erros provenientes do processo de linearização do modelo.

Tabela 2.2 – Parâmetros do conversor boost utilizado na validação da modelagem.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_i	56 V	C	26 μ F
V_o	200 V	r_C	50 m Ω
P_o	1500 W	L	602,11 μ H
f_s	50 kHz	r_L	5 m Ω
D	0,72	R_L	26,666 Ω

Os procedimentos e resultados das simulações são apresentados a seguir. Em todas as simulações, a razão cíclica é perturbada em 2 % do valor nominal aos 20 ms, retornando ao valor nominal aos 35 ms.

2.3.1 – Simulação do circuito elétrico

Para a comparação com os resultados dos modelos matemáticos determinados anteriormente, efetuou-se uma simulação do circuito elétrico do conversor boost. O circuito utilizado é ilustrado na Figura 2.4.

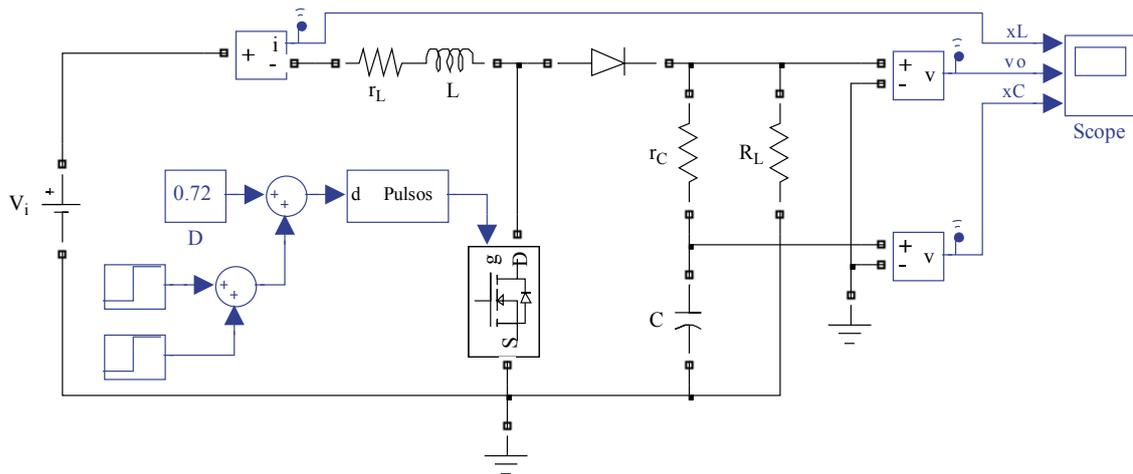


Figura 2.4 – Circuito elétrico utilizado na simulação do conversor.

Na simulação, o conversor é inicialmente energizado e deixado em sua condição nominal até que atinja o ponto de equilíbrio. A forma de onda da tensão de saída, bem como os pontos de interesse para a análise e comparação, é ilustrada pela Figura 2.5.

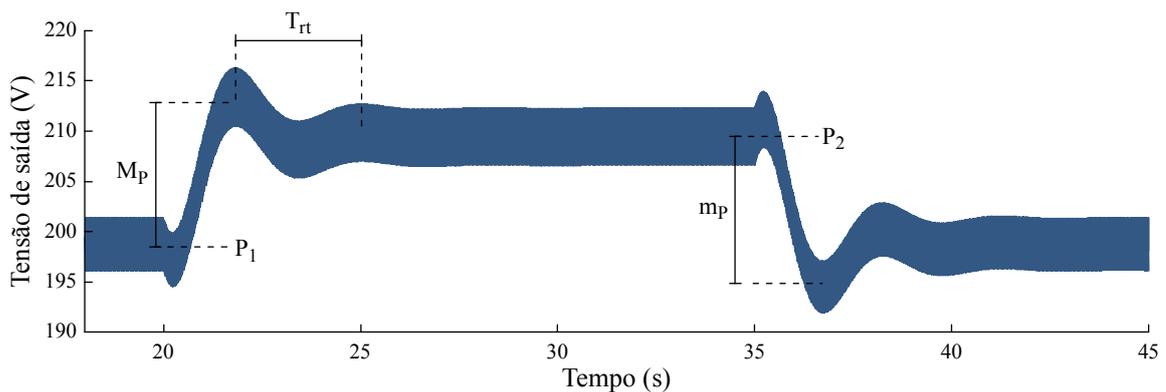


Figura 2.5 – Tensão de saída do conversor na simulação do circuito elétrico.

Aos 20 ms a razão cíclica sofre uma perturbação de 2% e passa de 0,72 para 0,7344. Neste instante, a tensão média de saída em regime permanente, dada por P_1 , que era de 198,6 V, passa para 209,7 V (P_2). Antes de chegar neste novo patamar, a tensão apresenta

um sobressinal em relação ao valor médio (M_p) de 14,3 V (7,2 %), chegando aos 213 V. O período da resposta transitória (T_{rt}) observado é de 3,22 ms, aproximadamente.

Em 35 ms a perturbação da razão cíclica é retirada, fazendo com que o conversor volte a operar em sua condição nominal. A tensão média de saída retorna para P_1 e apresenta um afundamento de tensão (m_p) no valor de 15 V (7,15 %), chegando aos 194,7 V.

2.3.2 – Simulação do modelo não linear

A partir da equação (2.38) é construído o diagrama de blocos do sistema não linear utilizado na simulação. Assumindo que a tensão da fonte de alimentação seja constante ($\tilde{v}_i = 0$), a equação pode ser resumida sob a forma definida por (2.41).

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \mathbf{A} \cdot \tilde{x} + \mathbf{B} \cdot \tilde{d} + \mathbf{M} \cdot \tilde{x} \cdot \tilde{d} \\ \tilde{y} = \mathbf{C} \cdot \tilde{x} + \mathbf{E} \cdot \tilde{d} + \mathbf{N} \cdot \tilde{x} \cdot \tilde{d} \end{cases} \quad (2.41)$$

O diagrama modelado é baseado no diagrama de blocos genérico para sistemas representados no espaço de estados, já bem difundido na literatura de controle como em [2, 37]. Ao diagrama citado ainda são adicionados os produtos de variáveis referentes às não linearidades do modelo, tal como ilustra a Figura 2.6.

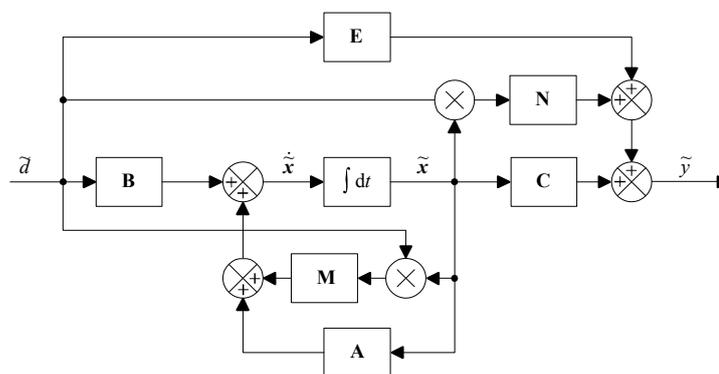


Figura 2.6 – Diagrama de blocos de um sistema não linear representado no espaço de estados.

As condições e parâmetros para a simulação são os mesmos da simulação efetuada para o circuito elétrico, dadas pela Tabela 2.2. Cabe destacar que a tensão de saída e as variáveis de estado são somadas aos seus pontos de equilíbrio, expressos em (2.42), e baseados em (2.34), para assegurar o comparativo entre os modelos com o resultado da simulação do circuito elétrico.

$$\begin{aligned} X_{Lq} &= 26,59 \text{ A} \\ X_{Cq} &= 198,57 \text{ V} \\ V_{oq} &= 198,57 \text{ V} \end{aligned} \quad (2.42)$$

A forma de onda da tensão de saída é ilustrada pela Figura 2.7, sendo anotados os devidos pontos de interesse a serem analisados.

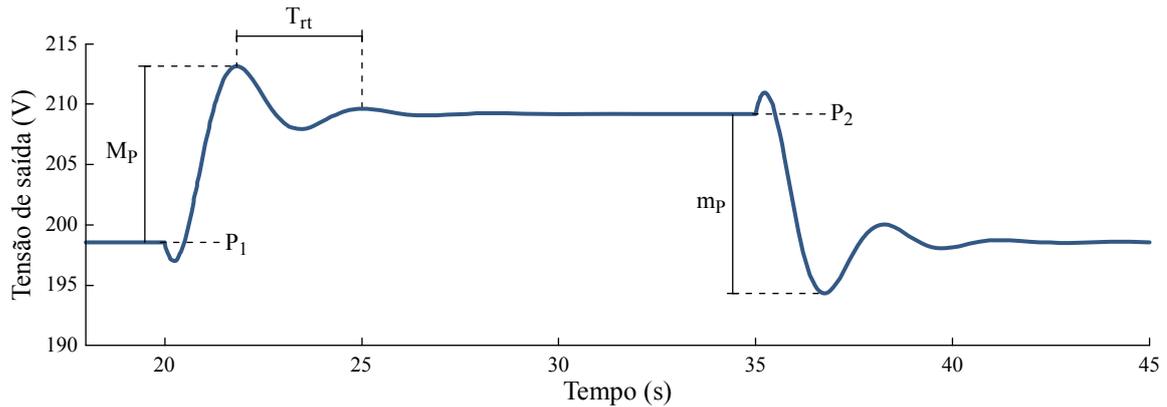


Figura 2.7 – Tensão de saída do conversor na simulação do modelo não linear.

Com a perturbação de 2 % da razão cíclica em 20 ms, o valor médio da tensão de saída, que era de 198,6 V (P_1), passa ao patamar de 209,3 V (P_2). O sobressinal observado (M_p) é de 14,5 V (7,3 %), chegando aos 213,1 V. O período da resposta transitória (T_{rt}) é de 3,21 ms, aproximadamente. Após a retirada da perturbação da razão cíclica em 35 ms, a tensão de saída passa por um afundamento (m_p) no valor de 14,9 V (7,12 %), chegando aos 194,3 V.

2.3.3 – Simulação do modelo linearizado

A equação (2.40), referente ao modelo linearizado do conversor boost, pode ser simplificada sob a forma de

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \cdot \tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{E} \cdot \tilde{d} \end{cases} \quad (2.43)$$

Seguindo o diagrama de blocos genérico apresentado pela Figura 2.8 é construído o diagrama de blocos para o modelo linearizado do conversor boost. Novamente, a tensão de saída e as variáveis de estado da simulação são também somadas com os valores de seus pontos de equilíbrio, definidos em (2.42).

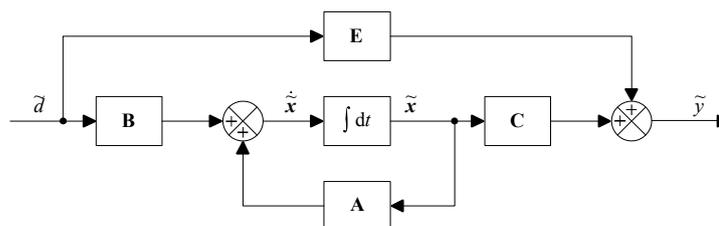


Figura 2.8 – Diagrama de blocos utilizado na simulação do modelo linearizado.

A forma de onda da tensão de saída, bem como as marcações dos pontos de interesse para análise, é apresentada pela Figura 2.9.

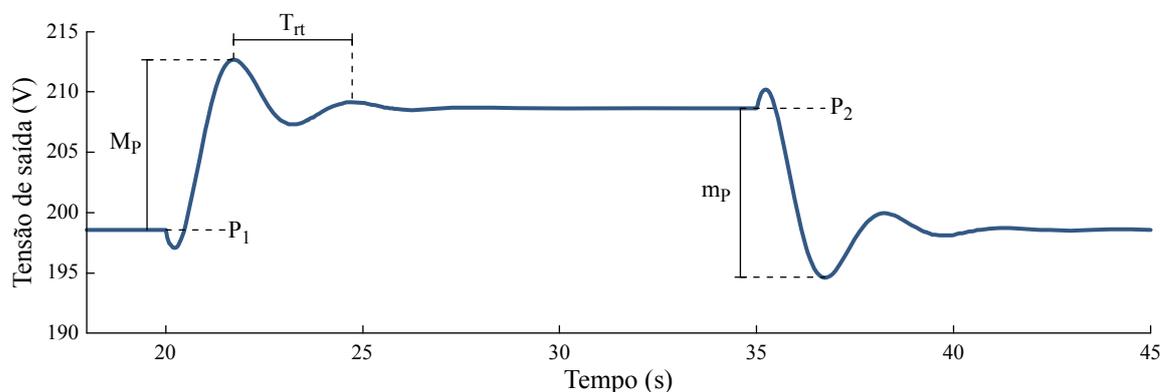


Figura 2.9 – Tensão de saída do conversor na simulação do modelo linearizado.

Até a perturbação da razão cíclica em 20 ms, o conversor opera no ponto de equilíbrio definido por (2.42) e sua tensão de saída é de 198,6 V (P_1). Aplicada a perturbação, a tensão de saída apresenta um sobressinal (M_p) de 14,1 V (7,1%), chegando a 212,7 V. O período da resposta transitória (T_{rt}) observado é de 3 ms. Encerrado o transitório, a tensão de saída atinge o valor definido pelo patamar (P_2) em 208,7 V.

Quando a perturbação da razão cíclica é retirada, em 35 ms, o conversor volta a operar na condição de equilíbrio, retornando do patamar P_2 ao P_1 . Neste transitório é observado um afundamento de tensão (m_p) com valor de 14,7 V (7%), chegando a 194,6 V.

2.4 – Comparação de resultados

Com base nos três resultados das simulações efetuadas, esta seção apresenta um comparativo entre as respostas dinâmicas dos modelos quando da ocorrência de uma

perturbação na razão cíclica. A Tabela 2.3 apresenta uma análise quantitativa entre os três resultados obtidos para a tensão de saída.

Tabela 2.3 – Comparativo da resposta dinâmica da tensão de saída para as simulações efetuadas.

Parâmetro	Circuito Elétrico	Modelo Não Linear	Modelo Linearizado	Unidade
P_1	198,6	198,6	198,6	V
P_2	209,7	209,3	208,7	V
M_p	14,4	14,5	14,1	V
$M_{p\%}$	7,3	7,3	7,1	%
m_p	15,0	14,9	14,7	V
$m_{p\%}$	7,15	7,12	7,0	%
T_{rt}	3,22	3,21	3,0	V

Em um primeiro momento já pode ser destacada a validade do ponto de equilíbrio dos modelos, representado por P_1 . Contudo, as condições de pequenas perturbações estabelecidas em (2.16) devem ser observadas para que os resultados obtidos por meio do modelo linearizado estejam dentro de uma faixa de tolerância aceita por um determinado projeto. Para a perturbação de 2 % da razão cíclica, o erro observado após o encerramento do transitório entre o modelo não linear e o linearizado é de 0,5 V e pode ser considerado desprezível.

A Figura 2.10 ilustra um comparativo entre os resultados das simulações para o estado x_C , sendo claramente perceptível a resposta de um sistema de fase não mínima [2]. Tal como descrito em [5], no instante em que a razão cíclica é aumentada, a corrente média no diodo, dada por $(1-d)\bar{x}_L$, é reduzida. Por consequência, o capacitor começa a se descarregar e a tensão entre seus terminais é reduzida. Posteriormente, a corrente média no indutor aumenta, fazendo com que a corrente média no diodo comece a aumentar e exceda o valor inicialmente observado. A tensão entre os terminais do capacitor aumentam até atingir o novo ponto de equilíbrio do conversor. A Figura 2.11 apresenta um comparativo entre os resultados obtidos para o estado x_L .

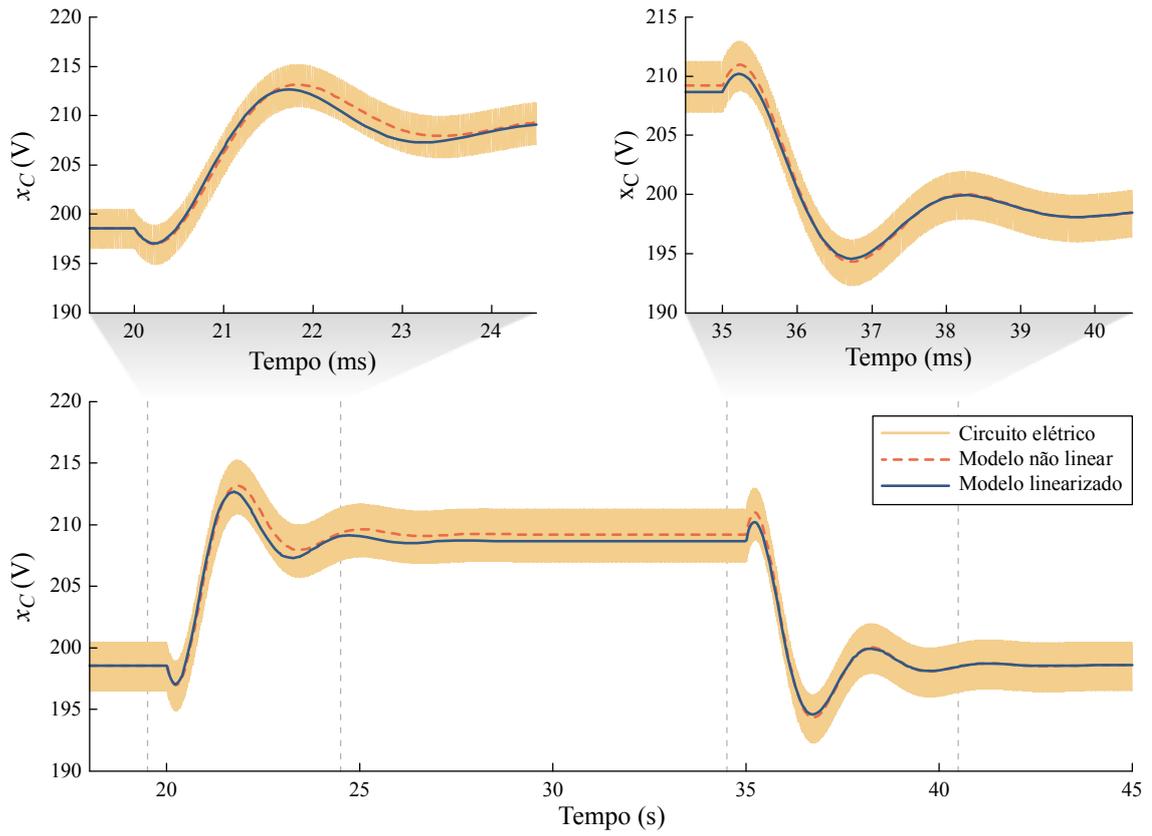


Figura 2.10 – Comparativo das respostas dinâmicas para o estado x_C .

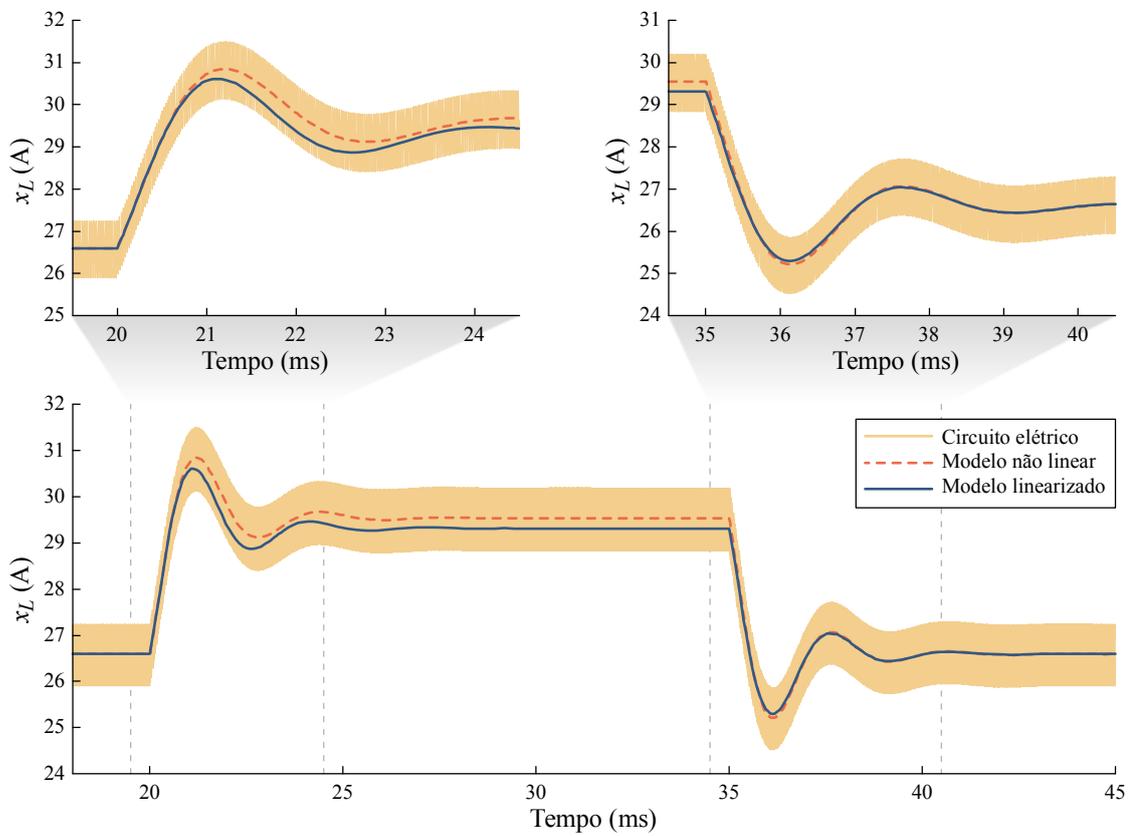


Figura 2.11 – Comparativo das respostas dinâmicas para o estado x_L .

2.5 – Análise de erro do modelo linearizado

Para fins de análise, quando um degrau em \tilde{d} for aplicado e mantido, será denominado aqui por regime permanente da perturbação. Nesta condição, os termos derivativos dos estados se anulam. Com isto, pode-se determinar o erro existente entre o modelo não linear e o linearizado a partir das equações que regem cada modelo. Em virtude de que as manipulações analíticas se tornam complexas e obscuras à medida que se busca uma equação única que descreva o erro em regime permanente entre os modelos, o equacionamento utilizado a seguir baseia-se em suas equações genéricas, dadas por (2.41) e (2.43).

Seguindo esta proposta, zerando os termos derivativos de (2.41), que descreve o modelo não linear, e isolando-se os termos de estado da equação, obtém-se:

$$\begin{aligned} (\mathbf{A} + \mathbf{M}\tilde{d})\tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{B}\tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{x}} &= (\mathbf{A} + \mathbf{M}\tilde{d})^{-1} \mathbf{B}\tilde{d} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Substituindo (2.44) na equação de saída é obtida a tensão de saída em regime permanente para o modelo não linear, diante da aplicação de uma perturbação \tilde{d} :

$$\tilde{v}_{oNL} = \mathbf{C}(\mathbf{A} + \mathbf{M}\tilde{d})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}\tilde{d} + (\mathbf{A} + \mathbf{M}\tilde{d})^{-1} \mathbf{B}\mathbf{N}\tilde{d} \quad (2.45)$$

De maneira semelhante, zerando os termos derivativos de (2.43), o qual representa o modelo linearizado, e isolando os termos de estado, tem-se:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}\tilde{d} \quad (2.46)$$

Desta forma, a tensão de saída em regime permanente para o modelo linearizado diante a aplicação de uma perturbação \tilde{d} , é dada por

$$\tilde{v}_{oL} = \mathbf{C}\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}\tilde{d} + \mathbf{E}\tilde{d} \quad (2.47)$$

Tal como descrito anteriormente, o modelo linearizado é válido desde que as condições expressas em (2.39) sejam satisfeitas, ou seja, desde que os termos relativos às perturbações sejam muito menores que seus valores no ponto de equilíbrio. Para que se possa garantir esta condição, uma das variáveis mais importantes a ser mantida suficientemente pequena é a perturbação da razão cíclica (\tilde{d}). Como pode ser observado em (2.45) e (2.47), tanto as variáveis de estado, quanto a tensão de saída, são diretamente dependentes ou consequentes da ação desta perturbação.

A tensão de saída para os modelos não linear e linearizado do conversor boost, parametrizado na Tabela 2.2 diante de perturbações da razão cíclica é ilustrada pela Figura 2.12. Em ambos os modelos foram aplicadas perturbações na faixa de $\pm 20\%$, a partir das quais se originam os valores traçados na figura. Nela, torna-se claro que o modelo linearizado se torna impreciso e/ou inválido para perturbações de grande magnitude, comprovando as afirmações feitas anteriormente sobre esta questão.

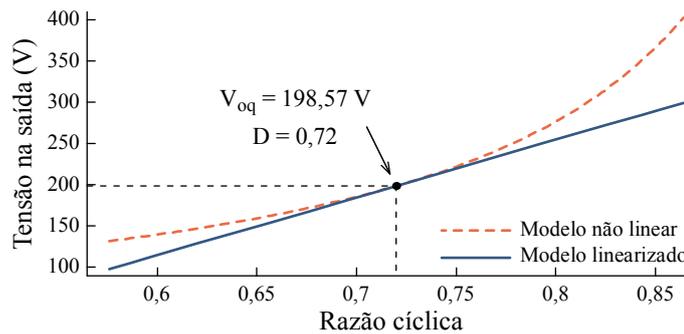


Figura 2.12 – Ponto de equilíbrio e tensão de saída para os modelos não linear e linearizado.

Definindo o erro porcentual da tensão de saída para os modelos não linear e linearizado, baseados em um determinado ponto de equilíbrio, como sendo

$$Erro_{\%} = \left| \frac{\tilde{v}_{oNL} - \tilde{v}_{oL}}{\tilde{v}_{oL}} \right| \times 100\% \quad (2.48)$$

na Figura 2.13 ilustra-se seu comportamento para o ponto de equilíbrio $D = 0,72$. Duas regiões são destacadas: uma estabelece a faixa de perturbação que mantém o erro inferior a 10% ; a outra mantém o erro do modelo linearizado inferior a 5% .

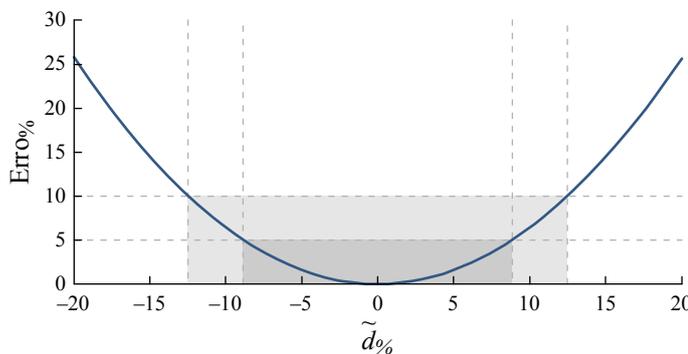


Figura 2.13 – Erro entre os modelos não linear e linearizado em função de \tilde{d} .

Para o caso em estudo, se o desejado for garantir erros inferiores a 10% , a perturbação da razão cíclica deve ser inferior a 13% , aproximadamente. Isto permite uma

excursão da razão cíclica na faixa de 0,62 a 0,81. Já para garantir erros no processo de linearização inferiores a 5 %, a perturbação deve ser inferior a 9 %, aproximadamente. Assim, a excursão da razão cíclica deve se limitar ao intervalo entre 0,65 a 0,78.

É sabido que o ganho de tensão para um conversor boost é não linear, e sua variação aumenta consideravelmente à medida que se aproxima da razão cíclica unitária, tendendo ao infinito no caso do conversor ideal. Em consequência disso, quanto maior o valor da razão cíclica nominal, menor deverá ser a magnitude de sua perturbação para que um mesmo porcentual de erro seja obtido. A Figura 2.14 ilustra as tensões de saída do modelo linearizado em diferentes pontos de equilíbrio e compara com a tensão de saída do modelo não linear (completo) do conversor parametrizado pela Tabela 2.2. Para todas as retas traçadas do modelo linearizado a perturbação aplicada na razão cíclica é de $\pm 20\%$.

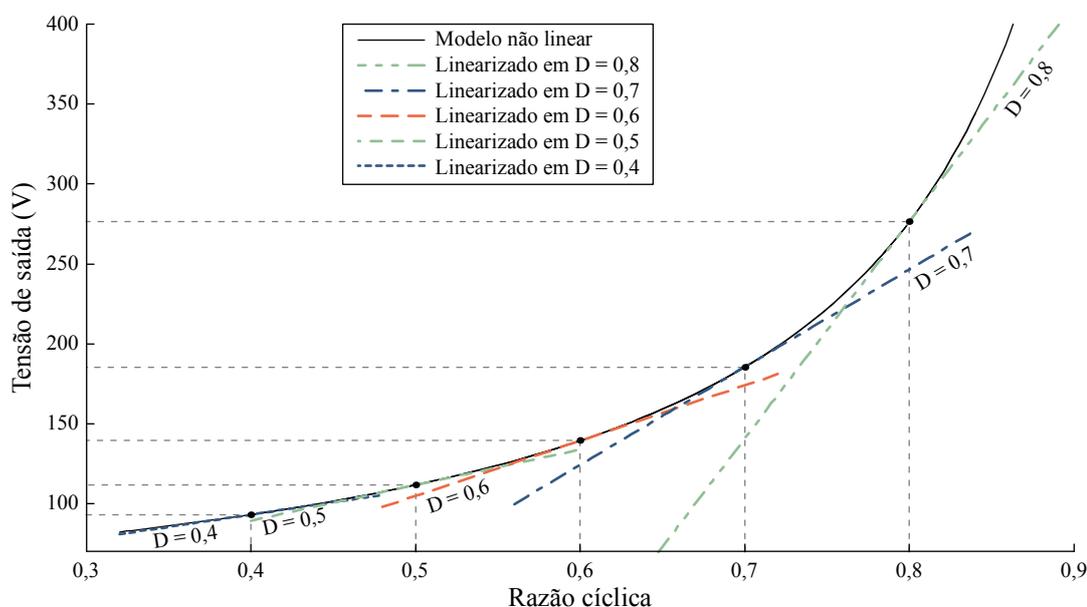


Figura 2.14 – Tensões de saída do modelo não linear e linearizado para diversos pontos de equilíbrio.

Já a Figura 2.15 apresenta um comparativo entre os erros inseridos no processo de linearização para estas diferentes razões cíclicas nominais.

Percebe-se que mesmo para uma perturbação de $\pm 20\%$ do valor nominal, as razões cíclicas até pouco acima de 0,5 apresentam erros no processo de linearização inferiores a 5 %. Contudo, como já descrito, quanto maior a razão cíclica nominal, menor o porcentual de perturbação aceitável para que o erro se mantenha dentro de limites adequados e isso deve ser levado em conta no projeto do controlador.

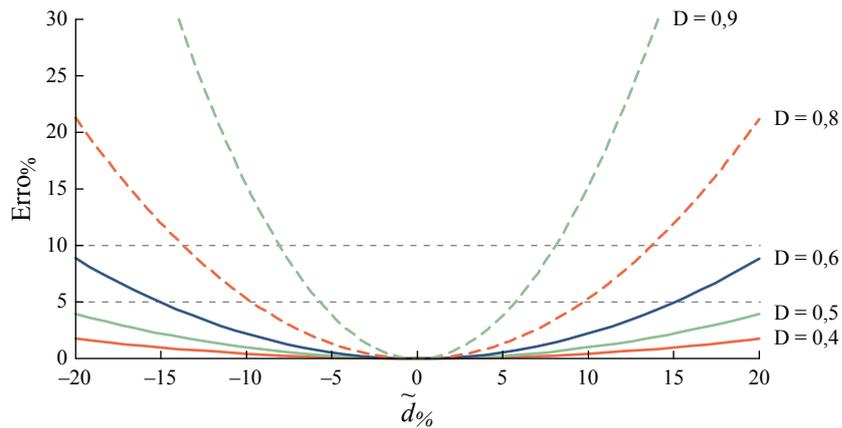


Figura 2.15 – Erro entre os modelos não linear e linearizado para diferentes pontos de equilíbrio.

2.6 – Efeitos da variação de carga

Outro parâmetro que comumente sofre perturbações em conversores é a resistência de carga R_L . Tal como pode ser observado no equacionamento da modelagem, a variação deste parâmetro altera diretamente o ponto de equilíbrio, a matriz dinâmica do circuito e, conseqüentemente, a localização dos polos do modelo linearizado do sistema. A Figura 2.16 ilustra esta alteração para variações da potência entregue à carga com base no conversor boost descrito na Tabela 2.2. Como pode ser observado, reduções significativas na potência aproximam os polos da origem, deixando a resposta do sistema com um coeficiente de amortecimento menor e, conseqüentemente, com maior sobressinal e com maior tempo de acomodação.

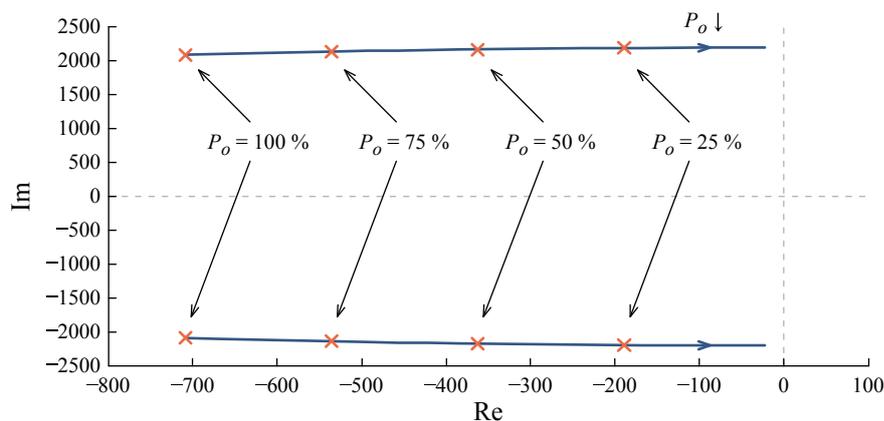


Figura 2.16 – Variação na localização dos polos do conversor em função da variação de carga.

Na ocorrência de perturbações de carga, novos pontos de equilíbrio são estabelecidos. A Figura 2.17, obtida a partir da resposta do modelo não linear

(comportamento real do conversor), traça o diagrama de fase dos estados para o conversor boost em análise partindo da potência nominal e sendo reduzida em passos de 25 %. As linhas inclinadas descrevem os pontos de equilíbrio para valores de R_L constante e tensões de entrada variáveis. Já a linha vertical destaca os pontos para tensão de entrada e razão cíclica constante e com resistências de carga variáveis. Conforme destacado anteriormente, a retirada de carga aproxima o sistema do limite da estabilidade, fato que pode ser observado pelo aumento das oscilações quando o conversor é posto a operar com 25 % de carga (linha em que $R_L = 106,66 \Omega$).

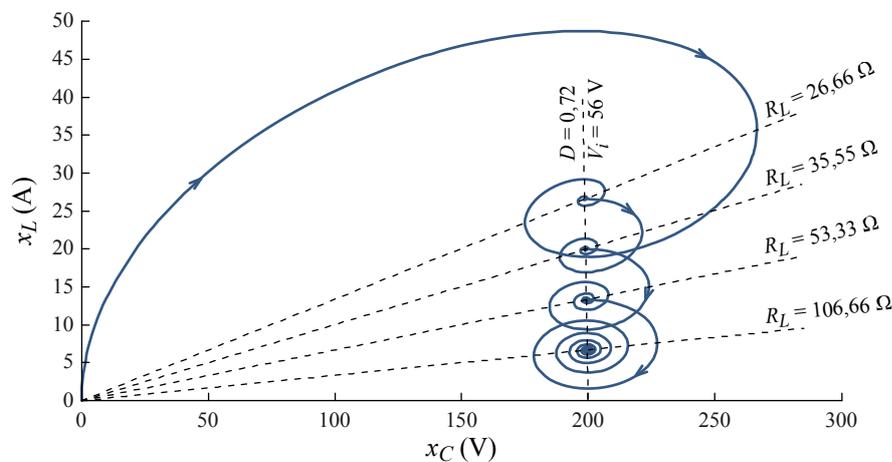


Figura 2.17 – Diagrama de fase dos estados para variações de carga.

Pela análise apresentada ficam claras as validades das simplificações assumidas ao longo do processo de modelagem, perturbação e linearização. Quando pequenas perturbações são aplicadas, ainda pode-se garantir que o erro inserido no processo de linearização situe-se dentro de certa faixa de tolerância. Contudo, quando perturbações de maior magnitude, ou mesmo variações paramétricas, são observadas, o modelo linearizado em um determinado ponto de operação é incapaz de descrever o comportamento do sistema para essas situações. Desta maneira, a estratégia e a sintonia dos controladores devem ser cuidadosamente estudadas para garantir uma operação estável e com o melhor desempenho possível para todo o universo de variações esperadas para um determinado sistema.

2.7 – Considerações finais

A modelagem em variáveis de estado de um conversor boost foi apresentada neste capítulo. No caso em estudo, com o conversor operando no MCC, duas estruturas são observadas ao longo de um período de comutação. Para que se possa obter um modelo invariante no tempo, a média destas duas estruturas é computada e um modelo não linear é obtido. Posteriormente, é efetuada a linearização deste modelo no entorno de um ponto de equilíbrio, a partir do qual se obtém um modelo linear, invariante no tempo e controlado por apenas uma variável, adequado para que diversas técnicas de controle possam ser aplicadas.

Contudo, o processo de linearização insere erros na modelagem. Quando perturbações de pequena magnitude forem aplicadas ao sistema, tais erros podem ser desprezados. Todavia, com perturbações de maior magnitude, o ponto de operação pode se distanciar significativamente do projetado, de maneira que o erro na modelagem não possa mais ser ignorado. Em outras palavras, nesta situação, um controlador projetado para certo ponto de equilíbrio poderá tentar controlar uma planta com dinâmica expressivamente diferente do esperado, ocasionando até mesmo a instabilidade do sistema em malha fechada.

Em conversores de energia, uma das perturbações frequentemente encontradas é a variação da potência demandada pela carga. Como demonstrado, a variação de carga em larga faixa altera significativamente a dinâmica do conversor, sendo que a retirada de carga aproxima os polos da planta à origem do plano complexo. Esta variação implica que se um controlador for projetado para uma determinada carga, o mesmo poderá apresentar um desempenho inferior para outros valores de cargas.

Uma alternativa para resolver o problema da alteração no ponto de operação é a utilização de um conjunto de múltiplos controladores, corretamente projetados para diferentes pontos de equilíbrio e adequadamente comutados ou selecionados em função de uma variável de decisão. A abordagem utilizada neste trabalho utiliza múltiplos controladores do tipo LQR sintonizados localmente para diferentes pontos de equilíbrio, cujos desempenhos são otimizados em termos de seus critérios de erro quadrático por meio de um algoritmo genético. A combinação das ações de cada controlador local é feita por meio de um controle supervisor baseado em lógica *fuzzy* resultando em um controlador global com desempenho superior a controladores não múltiplos para uma ampla faixa de valores de carga. Para que essa estratégia possa ser desenvolvida, o capítulo a seguir apresenta os elementos utilizados na elaboração do controle proposto nesta dissertação.

CAPÍTULO 3 – REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS, ALGORITMOS GENÉTICOS E LÓGICA FUZZY

As técnicas utilizadas para atingir os objetivos deste trabalho são tratadas nas seções seguintes, focando principalmente nos tópicos relevantes à proposta. Inicialmente é apresentada a técnica de controle por realimentação de estados e as exigências básicas para sua aplicação. O rastreamento assintótico de uma entrada de referência é discutido e o controlador LQR é equacionado. Na sequência, uma revisão sobre algoritmos genéticos é apresentada, abordando cada etapa do algoritmo genético padrão (SGA, do inglês *Standard Genetic Algorithm*). O algoritmo desenvolvido é validado por meio de uma função de teste e o processo evolutivo é ilustrado. Por fim, são apresentados alguns fundamentos da lógica *fuzzy* e sua importante característica de resolução em meio a incertezas. Sua aplicação como aproximador universal é investigada e demonstrada para o caso de uma função exponencial. Conforme será visto, este atributo permite que uma função não linear seja aproximada a partir do mapeamento linear de entradas e saídas de um conjunto de regras *fuzzy*.

3.1 – Controle por realimentação de estados

Atualmente existem diversas técnicas de controle disponíveis para serem aplicadas a sistemas, cada qual com sua complexidade e seus benefícios. Neste trabalho, optou-se pela utilização de uma técnica de controle baseada na realimentação de estados, mais especificamente, o LQR, também conhecido na literatura como problema de otimização da norma H_2 [20]. No controle por realimentação de estados, o sinal de controle é uma função das variáveis de estado, as quais se supõe que são medidas ou devidamente estimadas. Nas subseções a seguir são investigados os tópicos aqui relevantes acerca da implementação dessa técnica, que servirá de base para a metodologia de controle desenvolvida nesta dissertação.

3.1.1 – Controlabilidade e observabilidade

Para que o controle de um sistema possa ser feito por meio da realimentação de variáveis de estados, deve-se primeiramente verificar dois conceitos fundamentais: a

controlabilidade e a observabilidade de sistemas [2, 38]. Pelo primeiro, define-se que um sistema será completamente controlável se existir uma ação de controle irrestrita capaz de transferir qualquer estado inicial $x(t_0)$ para qualquer outra posição desejada $x(t)$ em um tempo finito $t_0 \leq t \leq T$. Já a observabilidade refere-se à capacidade de estimação de uma variável de estado, de modo que um sistema é dito completamente observável se, e somente se, existe um tempo finito T tal que o estado inicial $x(0)$ pode ser determinado a partir de observações de $y(t)$ a partir de um controle $u(t)$ para $0 \leq t \leq T$.

Para determinar se um sistema é controlável, basta que a condição:

$$\text{posto}[\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] = n \quad (3.1)$$

seja examinada e satisfeita, sendo \mathbf{A} a matriz dinâmica do sistema, com dimensão $n \times n$, e \mathbf{B} é a matriz de controle, com dimensão $n \times 1$, para as situações de um único sinal de controle, caso de interesse neste trabalho.

Para sistemas SISO, a matriz de controlabilidade \mathbf{P}_c é descrita como:

$$\mathbf{P}_c = [\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] \quad (3.2)$$

a qual resulta em uma matriz $n \times n$. Assim, o sistema será controlável se o determinante de \mathbf{P}_c for diferente de zero. Tais condições são fundamentais no projeto de controladores por realimentação de estados. A observabilidade é determinada de forma análoga, a partir do posto (ou em inglês *rank*) da matriz de observabilidade [2].

3.1.2 – Realimentação de estado com referência

No projeto de conversores estáticos controlados é de praxe a utilização de pelo menos dois sensores para o conversor em estudo, um para a corrente de entrada e outro para a tensão de saída. O primeiro corresponde exatamente ao estado x_L no modelo do conversor boost definido em (2.40). Já o estado x_C não pode ser diretamente determinado uma vez que o nível de tensão em um capacitor real inclui também a queda de tensão sobre sua resistência série r_C . Todavia, assumindo que esta resistência seja suficientemente pequena, pode-se definir $x_C \cong v_o$, o que implica poder dizer que a disponibilidade dos estados para realimentação é completa. Deste modo, o sinal de controle \tilde{d} do sistema é dado pela lei

$$\tilde{d} = -\mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}} \quad (3.3)$$

em que \mathbf{K} é o vetor de ganhos

$$\mathbf{K} = [K_1 \quad K_2 \quad \dots \quad K_n] \quad (3.4)$$

a ser determinado para que o sistema seja estabilizado.

Existem diversos métodos já documentados acerca da determinação do vetor de ganhos \mathbf{K} . Uma das maneiras mais simples é a utilização da fórmula de Ackerman [37], a qual obtém o vetor de ganhos de modo que os autovalores do sistema satisfaçam a determinação do projetista, além do método proposto em [39], utilizado pelo comando `place` do Matlab, que também promove a alocação de polos. Entretanto, em ambos os métodos é necessário que o projetista estabeleça os valores dos polos do sistema em malha fechada, requisito que geralmente implica um resultado que não leva em conta a otimização de desempenho do sistema. Para tal, foram desenvolvidos os algoritmos de controle ótimo, os quais fornecem controladores com desempenho de operação desejado em função de algum critério pré-estabelecido, assunto que será tratado nas subseções que seguem.

Dado o sistema linear, contínuo e invariante no tempo

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{d}} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\tilde{\mathbf{d}} \end{cases} \quad (3.5)$$

sendo $\tilde{\mathbf{d}}$ obtido a partir da lei de controle (3.3), de modo que o sistema em malha fechada seja definido por

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{BK})\tilde{\mathbf{x}} \quad (3.6)$$

O diagrama de blocos para um sistema de controle por realimentação de estado completo é ilustrado pela Figura 3.1.

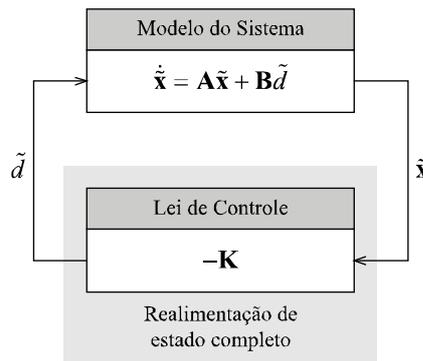


Figura 3.1 – Diagrama de blocos para controle por realimentação de estados completo

Uma entrada de referência r pode ser facilmente adicionada à lei de controle (3.3) de modo que:

$$\tilde{\mathbf{d}} = -\mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}} + r \quad (3.7)$$

O diagrama de blocos para um sistema de controle por realimentação de estados com uma entrada de referência é apresentado pela Figura 3.2.

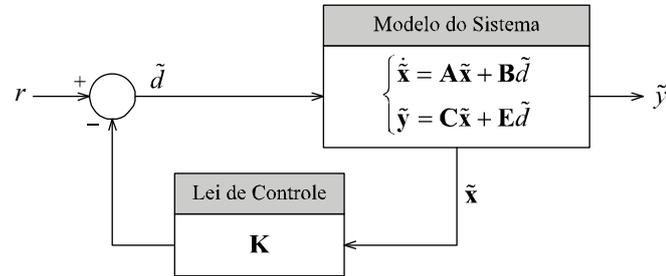


Figura 3.2 – Controle por realimentação de estados com entrada de referência

A formulação acima nem sempre permite obter sinal de erro nulo em regime permanente na presença de distúrbio ou variações paramétricas.

3.1.3 – Rastreamento assintótico de entradas de referência

Na maioria das aplicações é desejável que os controladores sigam um sinal de referência de maneira a garantir que a variável controlada permaneça constante, mesmo na presença de perturbações externas ou variações paramétricas da própria planta. Esta subseção apresenta uma abordagem que possibilita o rastreamento robusto a partir da introdução de um modelo interno de referência ao controlador.

O foco da abordagem apresentada aqui é a adição de um integrador de modo a obter erro nulo em regime permanente para entradas em degrau. Para situações genéricas, com outras entradas de referência e casos em que mais de um integrador deva ser adicionado, as referências [2, 40] podem ser consultadas.

Supondo o sistema linear exposto em (3.5), e definindo o erro e referente ao sinal de saída com relação à entrada de referência como sendo

$$e = r - \tilde{y} \tag{3.8}$$

e substituindo \tilde{y} de modo que

$$e = r - C\tilde{x} - E\tilde{d} \tag{3.9}$$

pode-se definir um estado adicional $x_e(t)$ como sendo a integral do erro, tal que

$$x_e = \int_0^t e(\tau) d\tau \tag{3.10}$$

ou ainda, substituindo (3.9) em (3.10) e tomando-se a derivada primeira no tempo, tem-se que

$$\dot{x}_e = -\mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} - E\tilde{d} + r \quad (3.11)$$

A partir da criação deste estado adicional, pode-se reescrever um modelo aumentado do sistema como

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ -E \end{bmatrix} \tilde{d} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (3.12)$$

Por fim, desde que o sistema da equação (3.12) seja controlável, a realimentação de estados pode ser obtida por meio de

$$\tilde{d} = -K_e x_e - \mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}} \quad (3.13)$$

sendo K_e o ganho do estado x_e . Assim, resolve-se o problema do rastreamento assintótico com erro nulo em regime permanente como um problema de realimentação de estados [2]. O diagrama de blocos para esta solução é ilustrado pela Figura 3.3, na qual se demonstra a inclusão do modelo interno da entrada degrau de referência.

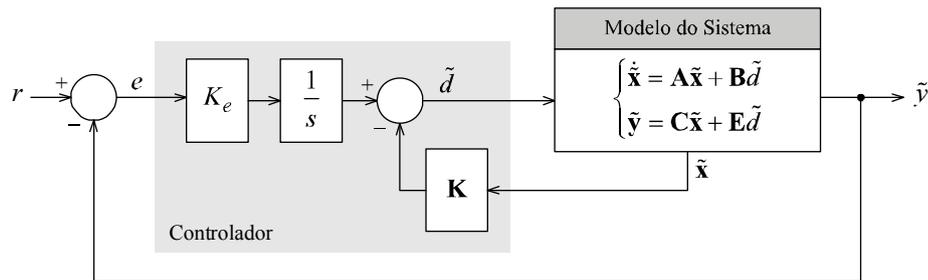


Figura 3.3 – Diagrama de blocos para um controlador com modelo interno para entrada em degrau

A questão a ser resolvida agora passa a ser a obtenção do vetor de ganhos $[\mathbf{K} \ K_e]$ de modo a obter o melhor desempenho dinâmico do sistema. As subseções a seguir abordam uma das metodologias de projeto ótimo para controladores por realimentação de estado. Especificamente, controladores do tipo LQR.

3.1.4 – Controladores ótimos

Antes de se apresentar o projeto de controladores ótimos, é importante deixar claro que o termo ótimo, tal como definido por [28], está usualmente relacionado com a mensuração de uma função custo, que é usada como um índice de desempenho. Sendo assim, a solução ótima depende fundamentalmente dos objetivos estabelecidos pelo projetista.

A otimização de controladores é o processo de ajuste de parâmetros de maneira a se obter a melhor resposta dinâmica relativa a um determinado índice de desempenho. Na maioria das vezes, as especificações de projeto para controladores são dadas no domínio do tempo, tal como máximo sobressinal, tempos de subida e acomodação, entre outros parâmetros. Sendo assim, é natural que se desenvolvam procedimentos de projeto nesse domínio e os controladores por realimentação de estado tornam-se uma alternativa bastante apropriada para os projetos de otimização.

Alguns dos critérios de desempenho mais comumente utilizados para avaliação de controladores são apresentados na Tabela 3.1. A minimização de tais critérios tem significância prática, reduzindo, por exemplo, o consumo de energia ou desgaste de atuadores.

Tabela 3.1 – Critérios de desempenho dinâmico.

Critério	Índice	Denominação
IAE	$\int_0^t e(\tau) d\tau$	Integral do módulo do erro (<i>integral of the absolute magnitude of error</i>)
ISE	$\int_0^t e^2(\tau) d\tau$	Integral do erro quadrático (<i>integral of the square of the error</i>)
ITAE	$\int_0^t t \cdot e(\tau) d\tau$	Integral do tempo multiplicado pelo módulo do erro (<i>integral of time multiplied by absolute error</i>)
ITSE	$\int_0^t t \cdot e^2(\tau) d\tau$	Integral do tempo multiplicado pelo erro quadrático (<i>integral of time multiplied by the square error</i>)

Para que se possa formular um problema de controle ótimo, [41] estabelece os seguintes passos:

1. Obter o modelo matemático da planta;
2. Especificar o critério ou índice de desempenho;
3. Especificar as condições de contorno e limites físicos dos estados ou controles.

Um dos métodos mais populares de controle ótimo capaz de prover boas margens de estabilidade e que é utilizado neste trabalho é o regulador linear quadrático, assunto abordado na subseção a seguir.

3.1.5 – O regulador linear quadrático (LQR)

O LQR é um método da teoria de controle moderno que faz uso da realimentação de estados para analisar os sistemas dinâmicos [29]. É utilizado com o objetivo de atingir o equilíbrio frente a pequenas variações paramétricas, melhorar o tempo de resposta e sobressinal, garantindo a estabilidade do sistema e minimizando a energia despendida no processo. Uma propriedade importante a ser salientada é que estes controladores apresentam margens de ganho infinito e margens de fase superiores a 60°, requisito comumente estabelecido em aplicações de eletrônica de potência [42].

Dado o sistema linear

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{d}} \quad (3.14)$$

o objetivo é determinar o sinal de controle a partir do vetor de ganhos \mathbf{K} ótimo, tal que

$$\tilde{\mathbf{d}} = -\mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}} \quad (3.15)$$

minimize a função custo

$$J = \int_0^{\infty} (\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{d}}^T \mathbf{R} \tilde{\mathbf{d}}) dt \quad (3.16)$$

em que as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} são escolhidas pelo projetista e em geral são escolhidas como reais, simétricas e definidas positivas. Um método prático geralmente utilizado é definir \mathbf{Q} e \mathbf{R} como matrizes diagonais, reduzindo o número de elementos a serem decididos [29]. A função custo (3.16) é minimizada quando a igualdade

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (3.17)$$

é obtida, sendo \mathbf{P} a solução da equação de Riccati [20, 41]:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = 0 \quad (3.18)$$

A solução para o problema do regulador linear quadrático pode ser rapidamente obtida por meio de processos especializados, como o `lqr` do Matlab, em que o projetista apenas informa \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{Q} e \mathbf{R} e obtém de forma automática o vetor de ganhos do controlador. Uma vez que o LQR minimiza o consumo de energia dos atuadores, controladores deste tipo têm sido amplamente empregados, por exemplo, em aplicações baseadas em baterias ou células a combustível, cujo objetivo maior é minimizar o volume da fonte de energia e maximizar o tempo de operação [43-45].

3.2 – Algoritmos genéticos

As pesquisas que envolvem o que hoje se denomina por computação evolutiva tiveram seu início por volta da década de 1960 na Alemanha, onde os estudos se concentravam na área das estratégias evolutivas (ES, do inglês *evolution strategies*), e Estados Unidos, cujas pesquisas voltavam-se aos algoritmos genéticos. Os estudos americanos voltavam-se não apenas à solução de problemas de otimização, mas também à autoadaptabilidade de processos biológicos [46]. Por esta razão, os algoritmos genéticos assemelham-se bastante aos modelos de evolução biológica conhecidos [47].

Como destacado em [48], os algoritmos genéticos apresentam inúmeras vantagens sobre os métodos tradicionais de otimização, além de possuírem as seguintes importantes características:

- Podem otimizar tanto parâmetros contínuos quanto discretos* (e até mesmo uma combinação deles);
- Não requerem informações sobre as derivadas da função objetivo;
- Pesquisam simultaneamente em diversas seções da superfície de custo;
- Podem operar com um grande número de variáveis;
- Bastante aplicáveis para processamento paralelo;
- Capazes de otimizar variáveis em superfícies de custo extremamente complexas ou não diferenciáveis;
- Resultam em uma lista de parâmetros ótimos, não apenas uma solução singular;
- Operam com dados gerados numericamente, dados experimentais ou funções analíticas.

Os algoritmos genéticos são algoritmos estocásticos iterativos e por esta razão não se pode garantir sua convergência. Seu encerramento comumente ocorre quando um número máximo de gerações $N_{germáx}$ for atingido ou uma solução aceitável for encontrada. Além disso, podem-se utilizar critérios de encerramento mais sofisticados que identifiquem a convergência prematura [46].

* As variáveis representadas com toda a precisão disponível (ponto flutuante) são também chamadas de parâmetros contínuos. Já as variáveis formadas por sequências de bits são denominados de parâmetros discretos. Estes, devido às limitações tecnológicas na época dos primeiros experimentos com algoritmos genéticos, foram os primeiros formatos utilizados para a representação das variáveis [28].

Todavia, os algoritmos genéticos não são a melhor solução para resolver todo e qualquer problema. Os métodos tradicionais foram extensivamente desenvolvidos para determinarem rapidamente a solução de uma função convexa bem definida e de poucas variáveis. Para estes casos mais simples, os métodos tradicionais possuem um desempenho muito superior, apresentando o resultado ótimo enquanto o algoritmo genético ainda está avaliando o custo da população inicial [28].

Uma alternativa é combinar o que há de melhor das duas abordagens, o potencial do algoritmo genético na determinação do mínimo global com a velocidade de um otimizador local, o que se denomina algoritmo genético híbrido. Nesta abordagem, o algoritmo genético é encerrado assim que um determinado custo mínimo é encontrado e o melhor cromossomo é passado ao algoritmo de otimização numérica como tentativa de solução inicial. Aplicações e estratégias dos algoritmos genéticos híbridos são encontradas em [28, 49].

A meta do algoritmo genético é buscar a minimização (ou maximização) de uma função objetivo. Cada uma das variáveis de entrada desta função é denominada gene, sendo que um conjunto N_g de genes recebe o nome de cromossomo. O resultado da função objetivo para um determinado cromossomo é denominada por custo. Por fim, o conjunto de N_c cromossomos recebe o nome de população. A Figura 3.4 ilustra essa denominação.

$$\text{População} = \underbrace{\begin{bmatrix} \text{crom}_1 \\ \text{crom}_2 \\ \vdots \\ \text{crom}_c \end{bmatrix}}_{\text{cromossomos}} = \underbrace{\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1g} \\ g_{21} & g_{22} & & g_{2g} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ g_{c1} & g_{c2} & \cdots & g_{cg} \end{bmatrix}}_{\text{genes}}$$

Figura 3.4 – Estrutura básica da população de um algoritmo genético.

O algoritmo genético padrão, também conhecido por SGA serve de base para a maior parte das implementações desenvolvidas e variantes dos algoritmos genéticos. Seu fluxograma é ilustrado pela Figura 3.5, o qual permite uma visão geral do processo ao mesmo tempo em que apresenta os blocos de construção que serão mais bem detalhados a seguir. A referência [50] ressalta que o método de busca utilizado pelos algoritmos genéticos é robusto, uma vez que não são limitados a suposições feitas acerca do espaço de solução como ocorre com outros métodos.

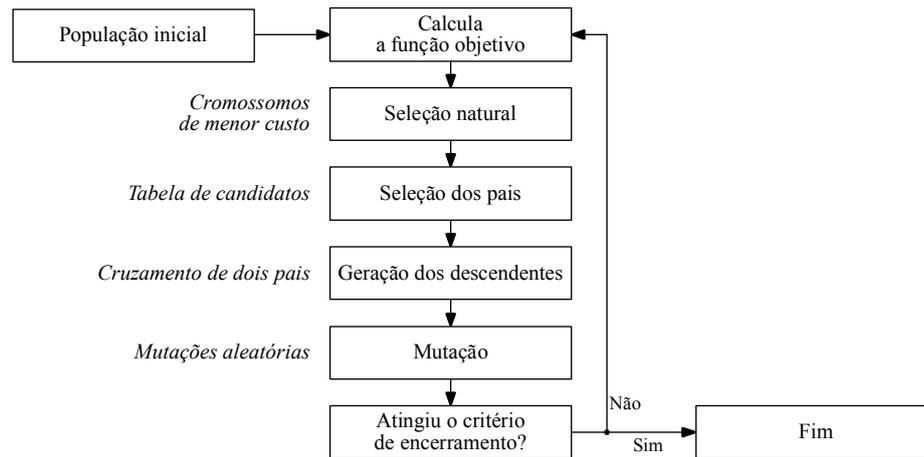


Figura 3.5 – Fluxograma do algoritmo genético padrão.

Diversos são os parâmetros que podem ser configurados nos algoritmos genéticos. Desde o tamanho da população, taxa de cruzamento e taxa de mutação a até mesmo os próprios operadores de cruzamento e mutação podem ser criados ou reconfigurados de acordo com as demandas específicas de cada projeto. Destas, o tamanho da população e a taxa de mutação são as que influenciam diretamente no tempo que o algoritmo genético leva para otimizar a função objetivo (T_{GA}). A referência [51] destaca que esse tempo pode ser aproximado pela equação (3.19):

$$T_{GA} = (T_{obj}N_c + T_{sel} + T_{pais} + T_{cruz} + T_{mut})N_{ger} \quad (3.19)$$

sendo T_{obj} o tempo requerido para o cálculo da função objetivo, N_c o número total de cromossomos da população, T_{sel} o tempo requerido para que a seleção natural seja efetuada T_{pais} , o tempo necessário para criar a lista de pais, T_{cruz} o tempo empregado no processo de cruzamento, T_{mut} o período empregado no processo de mutação e N_{ger} o número de gerações requeridas pelo processo de otimização. Nesta equação, o termo mais significativo é o referente ao cálculo da função objetivo, sendo que os demais são comumente desprezados, pois são da ordem dos microssegundos.. Além disso, em (3.19) se observa o compromisso que há em se ter uma grande população que explore vastos pontos do espaço de soluções, ou uma população menor que evolua mais lentamente. Tal acerto depende principalmente do problema a ser resolvido e, em muitos casos, um ajuste feito para otimizar o desempenho em malha fechada de um conversor, por exemplo, não será necessariamente aplicável a outra topologia. Por esta razão, ainda são poucos os trabalhos que tenham se dedicado a obtenção de uma metodologia para esses ajustes, sendo uma área de muito potencial para a pesquisa,

principalmente para otimizar sistemas de eletrônica de potência, tanto no âmbito de conversores quanto de controladores.

3.2.1 – População inicial

O ponto de partida no processo de otimização do algoritmo genético é a criação da população inicial. Esta população é gerada de maneira aleatória, mas respeitando, se necessário, os limites estabelecidos pelo projeto. A título de exemplo, supondo que um determinado gene esteja associado ao ganho de um controlador, e este ganho seja limitado à faixa representativa de um número de ponto fixo, estes limites devem ser informados na inicialização do algoritmo para que o mesmo busque apenas no intervalo de ganhos realizáveis.

Em geral, as populações são apresentadas na forma de uma matriz, sendo que as linhas representam os cromossomos e as colunas os genes. Sob esse ponto de vista, cada linha equivale a uma tentativa da solução ótima. Para genes que possuem valores diferentes do intervalo $[0; 1]$, a equação (3.20) deve ser aplicada:

$$g_{cg} = \text{rand} \cdot (lim_{sup} - lim_{inf}) + lim_{inf} \quad (3.20)$$

sendo que lim_{sup} e lim_{inf} representam, respectivamente, os limites superior e inferior do universo de solução para um determinado gene e rand é uma função para geração de números randômicos. Apesar de a população inicial poder ser construída manualmente, [28] afirma que na maioria das vezes esta inicialização não resulta em melhorias significativas no tempo de convergência.

3.2.2 – Função objetivo

A cada geração que se inicia, a população passa por uma função objetivo para ser avaliada. Da resolução dessa função, cada cromossomo é associado a um custo que expressa o quanto um determinado cromossomo está adaptado aos objetivos de minimização, tal como:

$$custo_c = f_{obj}(crom_c) = f_{obj}(g_{c1}, g_{c2}, \dots, g_{cg}) \quad (3.21)$$

sendo $custo_c$ o resultado da função objetivo, f_{obj} , para um determinado cromossomo c .

Assim como em qualquer algoritmo de otimização, a função objetivo é de fundamental importância para que os objetivos de projeto sejam atingidos. A referência [48] enfatiza que, em virtude da função objetivo ser executada um grande número de vezes, sua formulação e programação deve ser cautelosa, incluindo apenas as variáveis essenciais, dado que seu tempo de cálculo impacta diretamente no tempo total de execução do algoritmo genético, como pode ser observado em (3.19).

As funções objetivo podem ser facilmente associadas a índices de desempenho de controladores tais como os apresentados anteriormente pela Tabela 3.1. Além desses, pode-se buscar explicitamente a minimização de sobressinais, tempos de acomodação, tempos de subida, entre outros, bem como uma combinação destes critérios, os quais podem receber ponderações de acordo com sua significância em cada projeto, tal como nos trabalhos [30, 45].

Na eletrônica de potência, a função objetivo pode representar diretamente parâmetros de projeto para conversores de energia. Por exemplo, para a otimização de conversores estáticos pode-se facilmente compor funções objetivos que levem em conta parâmetros como o volume de dissipadores, elementos armazenadores de energia, perdas em semicondutores ou mesmo o valor financeiro de cada componente. Devido a esta flexibilidade, os algoritmos genéticos podem ser aplicados em otimizações de qualquer tipo de sistema, seja qual for sua natureza.

Para validar a convergência de algoritmos de otimização geralmente são utilizadas funções de teste. No caso dos algoritmos genéticos, que buscam a resolução de mínimos globais, as funções de teste têm por característica apresentarem um grande número de mínimos locais, os quais podem fazer que algoritmos configurados de maneira incorreta converjam para valores errados.

3.2.3 – Seleção natural

A seleção natural, assim como ocorre na natureza, garante que apenas os indivíduos mais adaptados sobrevivam para as próximas gerações. Ou seja, apenas os cromossomos que resultarem no menor custo e melhor satisfizerem os requisitos impostos pela função objetivo serão selecionados para gerar descendentes. Para que seja feita a seleção natural, a população deve ser primeiramente organizada na ordem do menor custo para o

maior. Em seguida, a estratégia de seleção natural é invocada a cada geração. Segundo [28], duas estratégias são normalmente utilizadas. A primeira delas predefine uma taxa, X_{sel} , que estabelece o número de cromossomos da população que serão mantidos, N_{sel} , tal como expressa (3.22):

$$N_{sel} = X_{sel} \times N_c \quad (3.22)$$

A segunda estratégia estabelece um valor de limiar, sendo que todos os cromossomos que resultarem em um custo inferior a este limiar serão mantidos para a geração seguinte. O valor de limiar deve permitir que alguns cromossomos sobrevivam de modo que os pais possam gerar descendentes. Do contrário, uma nova população deve ser gerada até que se encontrem cromossomos que passem no teste. Nas gerações iniciais, uma pequena parcela da população pode vir a sobreviver. Contudo, nas gerações finais, caso o valor de limiar não seja alterado, é possível que a população inteira sobreviva e não ocorram mais cruzamentos, o que provocaria a estagnação do processo evolutivo.

A decisão do número de cromossomos a ser mantido é arbitrária e depende de cada aplicação. Um número pequeno de cromossomos sobreviventes na seleção natural limita a disponibilidade de bons genes na geração dos descendentes. Por outro lado, um número grande permite que genes ruins se propaguem nas gerações seguintes, aumentando o tempo de solução e provocando até mesmo a otimização em um mínimo local, implicando em um resultado subótimo e, conseqüentemente, inadequado. Em geral, a taxa da seleção natural é mantida em 0,5, permitindo que metade da população sobreviva e a metade restante seja composta de seus descendentes.

3.2.4 – Escolha dos pais

Efetuada a seleção natural, o próximo passo do algoritmo genético é a seleção dos pais que irão gerar descendentes. Entre diversas estratégias possíveis (como as apresentadas em [28]), as mais comumente utilizadas são o método da roleta e o torneio, apresentadas a seguir.

a) Método da roleta

Para a aplicação deste método, a população resultante da seleção natural deve ser primeiramente ordenada em função de seu custo. A seguir, para cada cromossomo é atribuída uma probabilidade de seleção que pode estar associada tanto ao seu custo quanto a sua posição na tabela de ordenação dos melhores cromossomos. A probabilidade baseada no posicionamento é a estratégia mais simples e direta para implementação do método da roleta. Este método garante ainda que os melhores cromossomos recebam a maior probabilidade de gerar descendentes, auxiliando no processo de convergência do algoritmo. Uma vez que o número de pais é geralmente mantido constante pela seleção natural, a roleta pode ser calculada uma única vez.

Como exemplo, supondo que seis cromossomos de uma população sejam mantidos pela seleção natural, cada elemento da roleta de probabilidades pode ser calculado por

$$prob_{crom_n} = \frac{n}{\sum_{n=1}^{N_{sel}} n} \quad (3.22)$$

sendo $prob_{crom_n}$ a probabilidade de seleção para cada cromossomo n , que corresponde à posição numa tabela ordenada de 1 (pior cromossomo) a N_{sel} (o qual corresponde ao melhor cromossomo). A Figura 3.6 ilustra a roleta de probabilidade para seis cromossomos.

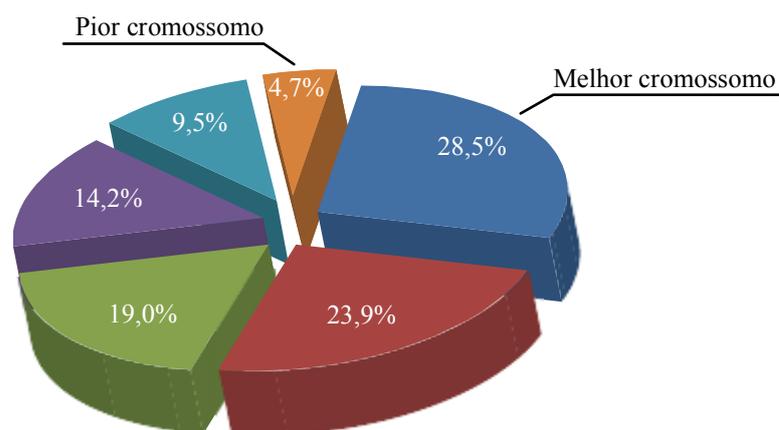


Figura 3.6 – Roleta de probabilidades para seis cromossomos hipotéticos

Na sequência, a seleção dos pais é feita a partir da geração de um par de números aleatórios uniformes que são comparados com as faixas de seleção da roleta, as quais são

definidas a partir da soma cumulativa das probabilidades de seleção de cada cromossomo. Os cromossomos que corresponderem a esta verificação serão utilizados para a geração de descendentes. No caso ilustrado pela Figura 3.6, as faixas de seleção para um valor randômico ρ qualquer são definidas por:

$$\left\{ \begin{array}{ll} 0\% \leq \rho < 4,76\% & crom_1 \\ 4,76\% \leq \rho < 14,28\% & crom_2 \\ 14,28\% \leq \rho < 28,57\% & crom_3 \\ 28,57\% \leq \rho < 47,62\% & crom_4 \\ 47,62\% \leq \rho < 71,42\% & crom_5 \\ 71,42\% \leq \rho < 100\% & crom_6 \end{array} \right. \quad (3.23)$$

Supondo que os números aleatórios para a seleção do pai e da mãe sejam dados por ρ_p e ρ_m , e utilizando a roleta definida em (3.23) os pais são selecionados conforme demonstrado em (3.24).

$$\begin{array}{llll} \rho_p = 0,834 & \rightarrow & 71,42\% \leq \rho_p < 100\% & \rightarrow & crom_p = crom_6 \\ \rho_m = 0,381 & \rightarrow & 28,57\% \leq \rho_m < 47,62 & \rightarrow & crom_m = crom_4 \end{array} \quad (3.24)$$

sendo que $crom_p$ e $crom_m$ correspondem aos cromossomos pai e mãe, respectivamente. Deste modo, os cromossomos $crom_6$ e $crom_4$ são selecionados para gerar descendentes para a próxima geração.

b) Método do torneio

O segundo método geralmente utilizado na seleção de pais gera aleatoriamente dois pequenos grupos de cromossomos provenientes da seleção natural, sendo que geralmente estes subgrupos são formados por dois ou três elementos [28]. Os cromossomos que possuírem o menor custo de cada subgrupo serão selecionados para gerar descendentes. A Figura 3.7 ilustra o funcionamento deste método.

Conforme salientado por [48], a seleção por torneio funciona bem com o uso de limiares para gerar a lista de possíveis pais, uma vez que a população nunca necessita ordenação. Todavia, o tempo requerido para que a ordenação seja feita torna-se um fator importante apenas com populações de grandes tamanhos.

Comparativamente, o método da roleta baseado na ordem de custo e o método da seleção por torneio resultam praticamente na mesma probabilidade de seleção para os

cromossomos, como demonstrado em [28]. Assim, fica a cargo do projetista a escolha pelo método que julgar mais apropriado.

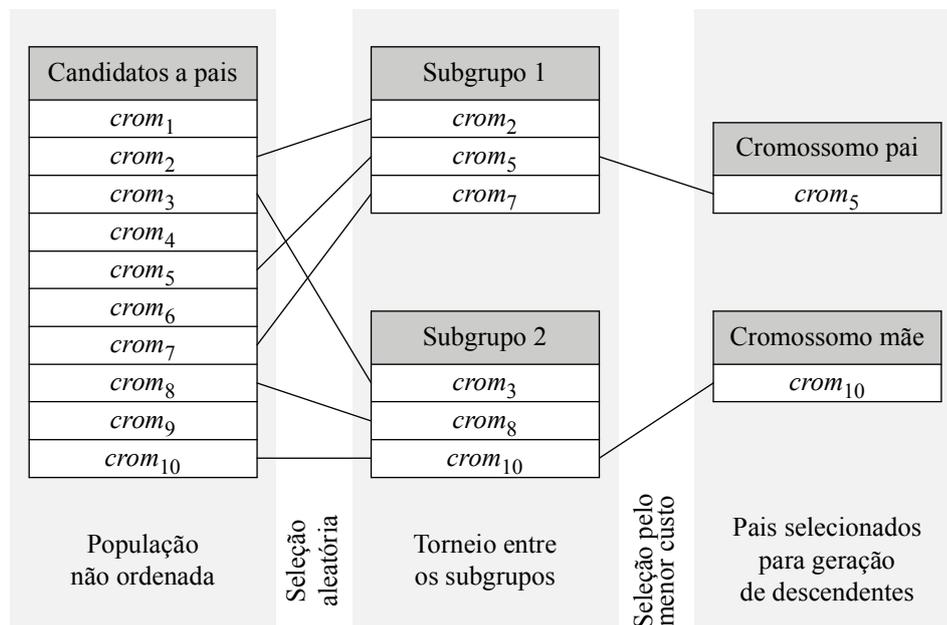


Figura 3.7 – Método da seleção por torneio

3.2.5 – Geração de descendentes

Os descendentes podem ser gerados a partir de um grande número de metodologias que permitem manipular as informações genéticas nas mais diversas formas. É nesta etapa do algoritmo genético que os melhores cromossomos, aqueles mantidos pela seleção natural, melhoram a qualidade genética da população, deixando-a mais adequada à função objetivo. Alguns métodos de cruzamento apenas promovem a troca de genes entre os pais, mantendo a informação genética da população aproximadamente constante. Outros recombinam um ou mais genes dos pais, adicionando novas (e possivelmente boas) informações, garantindo a diversidade genética da população e a busca em novos pontos do espaço de solução.

De maneira geral, os cruzamentos são representados através de máscaras binárias, nas quais um bit 0 corresponde ao gene do pai e um bit 1 ao gene da mãe. Para cada conjunto de pais uma nova máscara é gerada, até que todos os cruzamentos sejam efetuados e a população seja totalmente preenchida com os descendentes. A escolha por um método específico depende diretamente da aplicação, sendo que metodologias diferentes levam

(idealmente) a soluções muito próximas, cabendo ao projetista a escolha pela que julgar mais apropriada.

Os itens a seguir apresentam alguns dos métodos de cruzamento comumente utilizados. Além dos citados, vários outros podem ser encontrados na literatura (como nas referências [48, 52, 53]) ou criados a partir das metodologias apresentadas. A análise detalhada de todos os métodos utilizados atualmente foge do escopo deste trabalho.

a) Cruzamento de ponto único

No cruzamento de ponto único é gerado um número aleatório que corresponde ao gene no qual o cruzamento será efetuado. Até este ponto, a máscara de cruzamento é composta por 0s, representando os genes do pai. Deste ponto aleatório em diante, a máscara é preenchida por 1s, que correspondem aos genes da mãe. A formação do primeiro descendente ($desc_1$) segue a sequência genética estabelecida diretamente pela máscara, copiando os genes do pai quando o gene da máscara for 0 e da mãe quando na máscara houver 1, já o segundo descendente ($desc_2$) é oriundo do complemento da máscara. Deste modo, um par de descendentes é gerado para cada par de pais. Para o caso em que o ponto de cruzamento corresponder ao primeiro gene, $desc_1$ será uma cópia exata da mãe, uma vez que a máscara será inteiramente composta por 1s. O cruzamento de ponto único é ilustrado pela Figura 3.8.

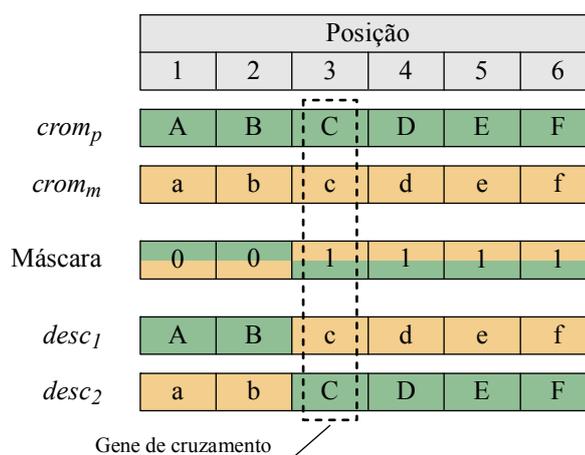


Figura 3.8 – Cruzamento de ponto único

Para algoritmos genéticos discretos, o cruzamento uniforme de ponto único é o procedimento mais utilizado [48].

b) Cruzamento de ponto duplo

O cruzamento de ponto duplo pode ser visto como uma extensão do cruzamento de ponto único. Neste caso, são gerados dois números aleatórios que indicarão a posição genética onde os cruzamentos irão ocorrer. Em cada posição indicada pelos valores aleatórios ocorre uma inversão de bit na máscara. O funcionamento deste método de cruzamento é ilustrado pela Figura 3.9.

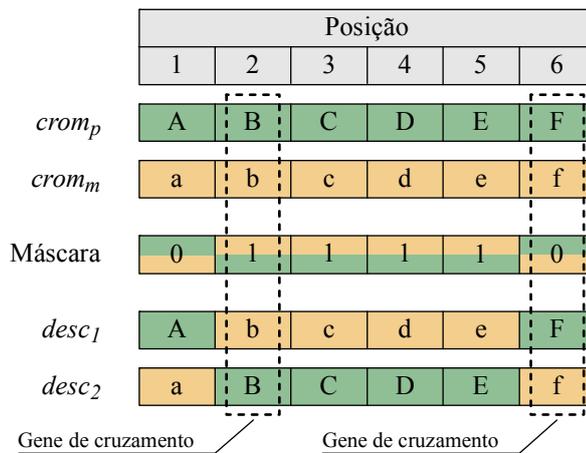


Figura 3.9 – Cruzamento de ponto duplo

c) Cruzamento uniforme

Para o cruzamento uniforme, ao invés de definir pontos de cruzamento, é gerado um vetor binário aleatório em que um bit 0 significa que *desc₁* receberá o gene do pai e um bit 1 significa que *desc₁* receberá o gene da mãe. De modo complementar, um bit 0 significa que *desc₂* receberá o gene da mãe e um bit 1 significa que *desc₂* receberá o gene do pai. Este processo é exemplificado pela Figura 3.10.

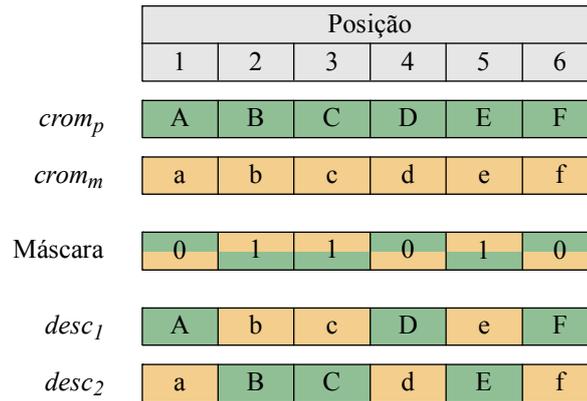


Figura 3.10 – Cruzamento uniforme

d) Cruzamento contínuo de ponto único

O cruzamento contínuo de ponto único é similar ao cruzamento de ponto único. Porém, ao invés de simplesmente promover a troca dos genes entre pai e mãe, este método efetua combinação genética no ponto de cruzamento. Para tal, um fator de combinação β_{cc} é gerado aleatoriamente, combinando os genes do pai e da mãe conforme expresso por

$$\begin{aligned}
 g_{d1} &= g_p - \beta_{cc}(g_p - g_m) \\
 g_{d2} &= g_m + \beta_{cc}(g_p - g_m)
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

sendo g_p e g_m os genes do pai e da mãe no ponto de cruzamento, g_{d1} e g_{d2} são os genes resultantes para os descendentes um e dois, respectivamente. O processo de cruzamento contínuo de ponto único é ilustrado pela Figura 3.11.

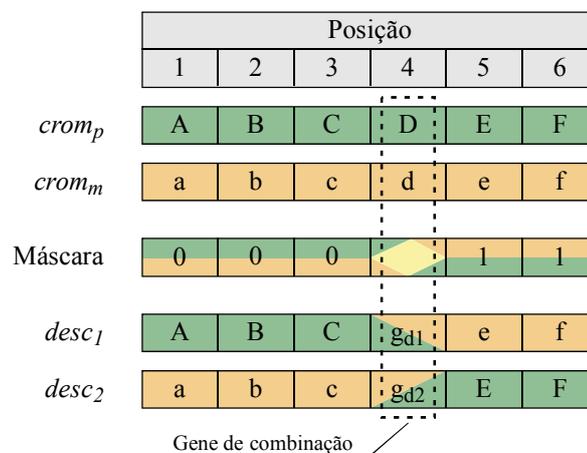


Figura 3.11 – Cruzamento contínuo de ponto único.

Pela combinação genética linear efetuada neste método, novas informações são inseridas na população, permitindo que o algoritmo estenda sua busca em novos pontos da superfície de solução, o que é uma vantagem deste método sobre demais apresentados. Além disso, não é permitido que os valores dos genes nos descendentes se situem fora dos limites definidos pelos pais, a menos que $\beta_{cc} > 1$.

3.2.6 – Mutação

A mutação é responsável pela adição de novos genes na população. Isso é obtido por meio de modificações aleatórias em determinados genes. Uma taxa de mutação X_{mut} estabelece a fração de genes da população que sofrerá mutação (exceto os cromossomos reservados pelo elitismo), sendo que o total de genes modificados, N_{mut} , é dado por:

$$N_{mut} = X_{mut} \times N_c \times N_g \quad (3.26)$$

Para genomas discretos, a mutação simplesmente inverte o bit selecionado, alterando de zero para um ou vice-versa. Já a mutação em variáveis contínuas pode ser feita de diversas formas, sendo que a mais comum é a simples troca de um gene por um valor gerado aleatoriamente. Outro meio de promover mutações é a adição de perturbações randômicas no valor de um gene selecionado. Em ambos os casos, deve-se ter o cuidado de garantir que o gene modificado não assuma valores fora dos limites estabelecidos.

3.2.7 – Critérios de finalização

O algoritmo genético segue as etapas ilustradas na Figura 3.5 até que uma condição de encerramento seja atingida, as quais evitam que o algoritmo continue sendo executado indefinidamente na busca por um resultado ótimo. Os critérios para a finalização do algoritmo genético são estabelecidos pelo projetista e podem ter objetivos distintos para cada situação. Os critérios mais utilizados são citados nas referências [48, 53] e os mais relevantes são apresentados a seguir:

- Número máximo de gerações: evita que o algoritmo seja executado indefinidamente;

- Tempo máximo: limita o tempo de execução do algoritmo;
- Custo inferior a um determinado limiar: geralmente utilizado em algoritmos genéticos híbridos, para os quais após a aplicação deste critério, é iniciado um algoritmo de otimização numérico com os valores iniciais iguais ao melhor cromossomo obtido;
- Número de gerações em estagnação: evita que o algoritmo continue sendo executado indefinidamente na ausência de evolução;
- Encerramento manual: permite o encerramento forçado por parte do operador.

Além desses critérios, é possível a criação de outros que atendam às necessidades específicas de um determinado projeto. Em todos os casos, o algoritmo é encerrado com a população da geração seguinte, que além de ser diferente, possui um custo médio geralmente melhor do que a população inicial.

3.2.8 – O algoritmo genético proposto

Com o objetivo de estudar o funcionamento e desenvolver uma ferramenta flexível, simples e capaz de atender a todas as necessidades deste trabalho, foi desenvolvido um algoritmo genético em Matlab a partir do fluxograma básico SGA apresentado na Figura 3.5. Este algoritmo permite que todos os parâmetros e metodologias estudadas nas seções anteriores sejam utilizados e ajustados, de modo que se tenha controle total sobre seu funcionamento. Além disso, a cada geração são armazenadas todas as informações relativas à população e sua evolução, possibilitando uma análise completa posterior sobre os resultados obtidos e auxiliando na configuração dos parâmetros do algoritmo.

Neste trabalho, a seleção dos pais é feita através do método da roleta baseado no custo de cada cromossomo sobrevivente da seleção natural. Já a geração de descendentes utiliza o método do cruzamento contínuo de ponto único. Esta escolha deve-se à aplicação na qual o algoritmo genético estará inserido neste trabalho. Conforme será apresentado no próximo capítulo, o algoritmo genético deverá buscar um ponto ótimo em um espaço de solução bastante amplo e multidimensional. Sendo assim, a adição de novos e bons genes é crucial para melhorar a convergência e, junto com o processo de mutação, garantir a

diversidade genética da população. Para encerrar o processo evolutivo, os critérios utilizados são o número máximo de gerações e o número de gerações estagnadas, ou seja, gerações nas quais o custo do melhor cromossomo tem melhorias desprezíveis.

A Figura 3.12 ilustra o fluxograma de execução e os blocos funcionais do algoritmo genético desenvolvido.

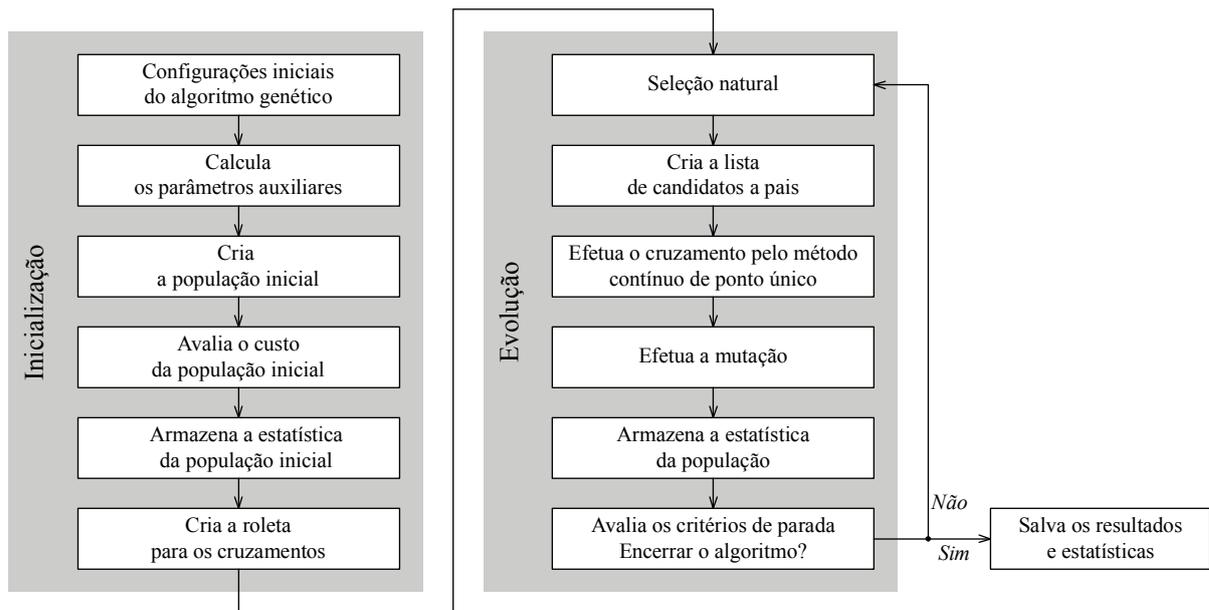


Figura 3.12 – Fluxograma de execução do algoritmo genético desenvolvido

Como observado, o algoritmo divide-se basicamente em dois grandes blocos. O primeiro efetua as configurações iniciais, estabelece os critérios de encerramento, cria e avalia a população inicial, além de formar a roleta utilizada para realizar os cruzamentos. No segundo bloco é onde efetivamente ocorre o processo evolutivo do algoritmo genético. Nele, a lista de pais é criada, os cruzamentos são efetuados com base no método do cruzamento contínuo de ponto único e o processo de mutação se realiza. Enquanto os critérios de finalização não forem satisfeitos, o algoritmo segue o processo de otimização. Por fim, quando o processo evolutivo é encerrado, os resultados e as estatísticas da população são salvos, além de serem exibidos gráficos demonstrativos sobre o desenvolvimento da população. A seção a seguir apresenta a validação do algoritmo genético desenvolvido neste trabalho.

3.2.9 – Validação do algoritmo genético proposto

Devido à característica estocástica do algoritmo genético, a verificação de erros tal como no método tradicional, em que o desenvolvedor acompanha a execução do programa passo-a-passo, não garante que o algoritmo funcione corretamente para todas as situações. Por esta razão, a aferição desses algoritmos é feita com o uso de funções de teste. Alguns exemplos destas funções são encontrados em [52]. Para validar o algoritmo genético desenvolvido neste trabalho, a função de teste utilizada é expressa por:

$$f_{obj_{teste}}(x_1, x_2) = x_1 \text{sen}(4x_1) + 1,1x_2 \text{sen}(2x_2) \quad (3.27)$$

sujeita aos limites:

$$\begin{cases} 0 \leq x_1 \leq 10 \\ 0 \leq x_2 \leq 10 \end{cases} \quad (3.28)$$

sendo x_1 e x_2 os genes a serem determinados para que a função $f_{obj_{teste}}$ seja minimizada. A Figura 3.13 ilustra a superfície de custo da função objetiva de teste.

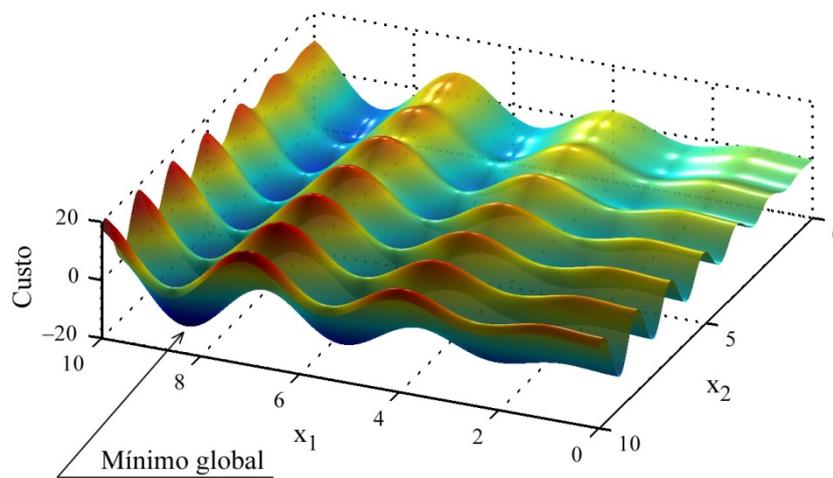


Figura 3.13 – Superfície de custo da função utilizada para validar o algoritmo genético.

A função utilizada apresenta diversos mínimos locais e um mínimo global em $x_1 = 9,039$ e $x_2 = 8,668$ no valor de $-18,5547$. O algoritmo foi configurado com uma população de vinte cromossomos compostos de dois genes com os limites definidos em (3.28). A cada geração, o melhor cromossomo é conservado para compor a próxima (elitismo). A taxa de cromossomos mantidos pela seleção natural é de 30%, já a taxa de mutação é fixada em 20%. É permitido ao algoritmo iterar por no máximo trezentas gerações, sendo que após trinta

gerações consecutivamente estagnadas, com uma tolerância de 1×10^{-6} , o processo evolutivo será encerrado. Conforme mencionado anteriormente, o método da roleta com base no custo da população é utilizado como métrica para realizar a seleção dos pais, os quais são cruzados empregando o método de cruzamento contínuo de ponto único.

A Figura 3.14 apresenta a evolução da população para o teste efetuado. Percebe-se claramente o efeito do processo evolutivo nas primeiras gerações, nas quais o custo do melhor cromossomo ainda é elevado. Além disso, nota-se que o custo médio da população também é reduzido com o passar das gerações, indicando o avanço genético da população. Após setenta e duas gerações, o menor custo obtido foi de $-18,5547$ quando $x_1 = 9,0398$ e $x_2 = 8,6677$, tal como esperado, o que comprova a convergência do algoritmo. Utilizando o Matlab[®] em um notebook com processador Intel[®] Core[®]™2 Duo T8100, com 3 GB de memória RAM e sistema operacional de 32 bits, o tempo de processamento foi de aproximadamente 70 ms.

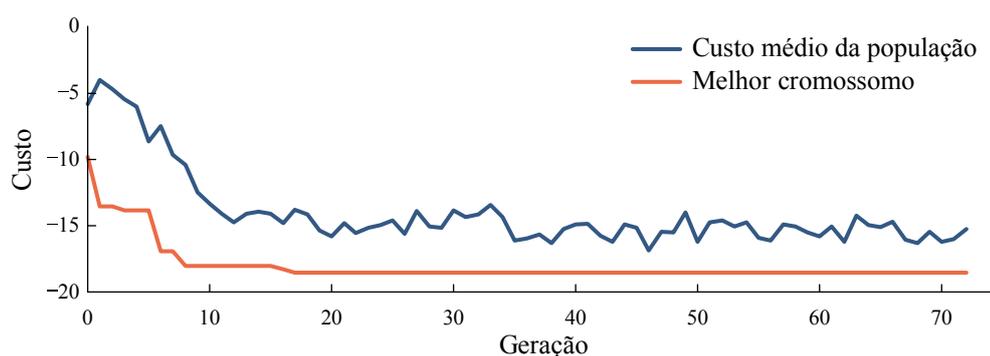


Figura 3.14 – Evolução da população para o caso de teste do algoritmo genético.

Para demonstrar a convergência da população para o valor mínimo global da função de teste, a Figura 3.15 grafica os cromossomos de algumas gerações contra o mapa de contorno da função objetivo. Na população inicial nota-se claramente a grande diversidade de indivíduos, na qual se mostra a capacidade do algoritmo genético em buscar, de forma simultânea, diversos pontos no espaço de soluções. Com o passar das gerações, percebe-se a tendência de convergência ao ponto mínimo global. Já na geração final, a convergência da população é visível, sendo que os cromossomos fora da região de mínimo são resultantes das mutações, numa tentativa de prosseguir a evolução por parte do algoritmo genético.

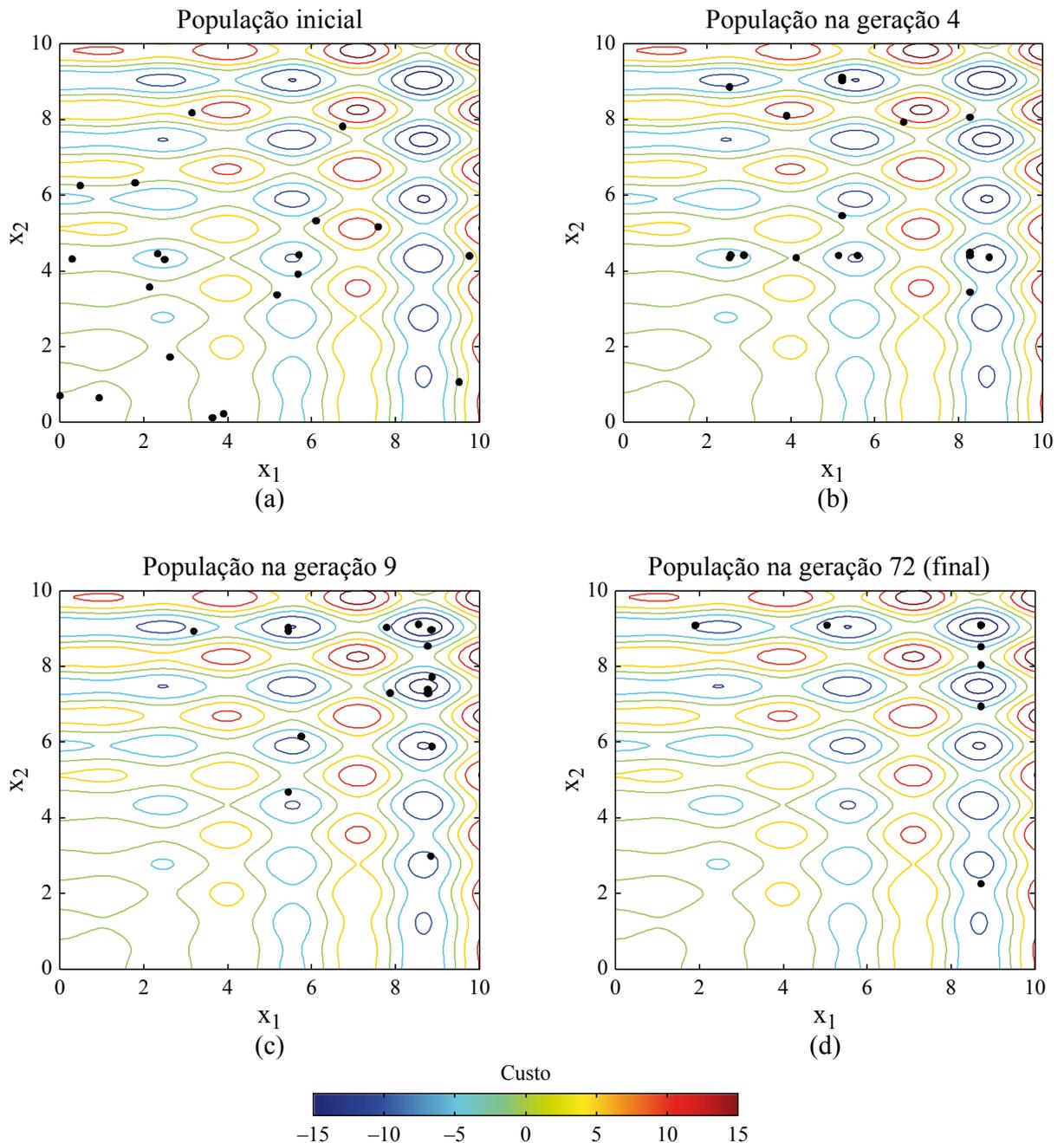


Figura 3.15 – Evolução da população sobre o contorno da superfície de custo.
 (a) geração inicial; (b) geração 18; (c) geração 36; (d) geração 72 (final).

Assim, tem-se uma ferramenta de otimização desenvolvida e comprovadamente funcional que será posteriormente utilizada neste trabalho para efetuar a otimização de controladores, buscando o melhor conjunto de ganhos que satisfaçam a critérios estabelecidos.

3.3 – Lógica *fuzzy*

A lógica *fuzzy* foi concebida por L. A. Zadeh e veio a público no ano de 1965 por meio de [54]. O trabalho de Zadeh é derivado da lógica de múltiplos valores, oriunda dos anos 20 e que foi desenvolvida para trabalhar com o Princípio da Incerteza de Heisenberg na mecânica quântica. Ele aplicou o trabalho de Lukasiewicz na lógica de multivalor para a teoria de conjuntos, o que chamou de conjuntos *fuzzy* [55].

Originalmente um engenheiro de sistemas, Zadeh estava preocupado com a rápida redução nas informações disponibilizadas pelos métodos matemáticos na medida em que a complexidade dos sistemas aumentava. Esta preocupação foi descrita através do “princípio da incompatibilidade”, que afirma

à medida em que a complexidade de um sistema aumenta, nossa habilidade de fazer afirmações precisas e ainda significantes sobre seu comportamento diminui até que um limiar seja atingido além do qual precisão e significância (ou relevância) tornam-se quase características mutuamente exclusivas [55, p.113].

Sistemas de controle *fuzzy* têm recebido cada vez mais aceitação em situações para as quais a planta é afetada por não linearidades, perturbações e incertezas paramétricas difíceis de modelar. Trabalhos como [56-60] e suas referências demonstram sua aplicabilidade na eletrônica de potência, área na qual a lógica *fuzzy* não possui uma aplicação única e definida, podendo ser aplicada na síntese de controladores lineares ou não lineares, identificadores de parâmetros, estimadores, e diversas outras. Tais sistemas fazem parte do amplo conjunto de metodologias da inteligência artificial, sendo assim, pertencem à classe de controladores inteligentes [61].

Os conjuntos *fuzzy* podem ser considerados como generalizações da lógica booleana. Na lógica clássica, um objeto apenas pode pertencer ou não a um determinado conjunto. Já na lógica *fuzzy*, este mesmo objeto recebe um certo grau de pertinência a um determinado conjunto. Cirstea [55] acrescenta ainda que a lógica *fuzzy* é uma mudança no ponto de vista matemático convencional para uma abordagem filosófica e linguística. Uma vez que a precisão inerente aos sistemas booleanos não é fundamental nessa abordagem, os sistemas baseados em *fuzzy* têm grande capacidade de solução frente a incertezas paramétricas, ruídos em sensores, subjetividades e outros fatores que podem ser complexos demais para integrar modelos matemáticos convencionais.

Neste trabalho, a capacidade de solução em meio a incertezas, característica da lógica *fuzzy*, é utilizada para efetuar a seleção do controlador mais adequado com base em uma ou mais variáveis de decisão. Tal como será visto no próximo capítulo, além de selecionar o sinal de controle mais apropriado, um sistema de supervisão *fuzzy* é capaz de combinar as ações de bons controladores numa tentativa de obter uma resposta de controle ainda mais conveniente para diversos pontos de operação de um conversor boost.

O ponto central da modelagem *fuzzy* é o conceito de variável linguística. Em sua essência, uma variável linguística nada mais é do que um nome de um determinado subconjunto. Tais variáveis permitem que a modelagem expresse diretamente os significados semânticos utilizados pelos especialistas.

Um sistema de controle *fuzzy* é composto por diversas etapas. A Figura 3.16 ilustra o fluxograma de processamento genérico para estes sistemas. Se necessário, uma etapa de pré-processamento adéqua os sinais de entrada ao universo de discurso de cada variável e passa à etapa de “fuzzificação”, em que os sinais de entrada com algum significado físico são convertidos em graus de pertinência em um determinado subconjunto. A partir dos valores de pertinência de cada sinal de entrada, um algoritmo de inferência efetua o mapeamento das entradas para as saídas com base em conjuntos de regras pré-estabelecidos. O resultado deste mapeamento é “defuzzificado”, ou seja, reconvertido de valores *fuzzy* para valores escalares. Por fim, se necessário, estes valores são entregues à etapa de pós-processamento, que efetuará escalonamentos de modo a adequar os sinais de saída à aplicação de interesse.

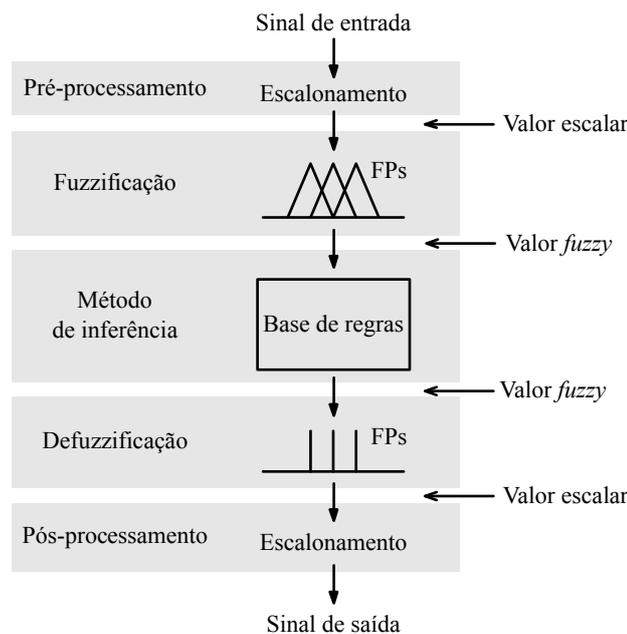


Figura 3.16 – Fluxograma genérico de um sistema de inferência *fuzzy*

Geralmente, tanto as funções de pertinência quanto as regras são definidas de maneira subjetiva, baseadas no conhecimento prévio do projetista, e tem grande impacto no comportamento final do sistema. Atualmente, vem se buscando metodologias de otimização para as definições tanto das funções de pertinência quanto dos conjuntos de regras [62].

Vários foram os métodos de inferência *fuzzy* propostos na literatura, até mesmo diferentes autores denominam o mesmo método por nomes distintos. Contudo, nenhum método se mostrou superior a todos sob todas as situações [63]. A escolha por uma dessas maneiras de solução passa principalmente pela experiência do projetista. Complexidade, facilidade de implementação, aplicabilidade sob as circunstâncias esperadas, entre outros, são fatores que são levados em conta na escolha por um determinado método. A metodologia proposta por E. Mamdani em 1975 [64] foi uma das primeiras concebidas para a utilização da lógica *fuzzy* em controladores e até hoje é uma das mais utilizadas. Outra metodologia amplamente aplicada atualmente é a proposta por Takagi e Sugeno em 1985 [65] e é também conhecida como método de inferência de Takagi-Sugeno-Kang (ou TSK).

A diferença básica entre esses dois métodos de inferência situa-se na parte consequente das regras. Enquanto no método de Mamdani as saídas são conjuntos *fuzzy*, no de TSK as saídas são funções das variáveis de entrada.

O método de TSK é bastante eficiente do ponto de vista computacional e de representação mais compacta quando comparado ao método de Mamdani. Por esta razão, a metodologia de inferência de TSK é apropriada para a utilização em sistemas adaptativos ou para ser otimizada, geralmente por técnicas evolutivas. Os trabalhos [62, 66-68] e suas referências demonstram esta capacidade e os bons resultados obtidos com tais técnicas. Um resumo comparativo entre as vantagens dos métodos de inferência de TSK e Mamdani é apresentado em [69].

Para o supervisor *fuzzy* utilizado neste trabalho, cuja função é de selecionar ou combinar os controladores mais adequados, e uma vez que será desenvolvida uma aplicação em tempo real, na qual a rapidez de processamento é necessária, o método de inferência de TSK foi escolhido também pelos seguintes motivos:

- Computacionalmente eficiente;
- Garantia de continuidade da superfície de saída;
- Bastante apropriado para análise matemática.

Para que um sistema de controle *fuzzy* possa ser desenvolvido, o entendimento de alguns conceitos é essencial. Embora a teoria desses conjuntos seja extensa, os pontos de maior interesse para este trabalho são brevemente explorados nas subseções a seguir. Estudos mais aprofundados podem ser encontrados na literatura, como [31, 70].

3.3.1 – Funções de pertinência

As funções de pertinência (FPs) são funções que descrevem como cada valor de entrada x é mapeado para certo grau de pertinência $\mu_F(x)$ num conjunto F . Geralmente o grau de pertinência é normalizado, assim, os valores atribuídos encontram-se no intervalo $[0, 1]$. Havendo mais de uma variável linguística (x e y , por exemplo), os subconjuntos podem ser representados pela notação modificada $\mu_F^x = \mu_F(x)$ e $\mu_F^y = \mu_F(y)$, possibilitando generalizações do tipo $\mu_{i_F}^x = \mu_{i_F}(x)$, $i_F = 1, \dots, n$, sendo i_F um indexador das n funções de pertinência da variável x . Algumas funções comumente utilizadas são ilustradas pela Figura 3.17.

Além das funções apresentadas, existem ainda os conjuntos singulares, os quais apresentam valor constante (tipicamente unitário) em determinado ponto do universo de discurso e zero para todos os demais valores.

Em [61] as funções de pertinência da Figura 3.17 são analisadas em um controle vetorial para motor de indução, no qual se verifica que as funções de pertinência do tipo triangular e trapezoidal são as que apresentam o melhor desempenho com o menor custo computacional.

A distribuição das funções de pertinência ao longo do universo de discurso de uma variável pode ser tanto simétrica quanto assimétrica. Os impactos causados na dinâmica de sistemas devido à assimetria na distribuição das funções de pertinência são investigados em [71].

As funções de pertinência triangulares, de maior interesse neste trabalho, são estudadas a seguir. Para informações acerca das demais funções ilustradas na Figura 3.17 as referências [61, 69] podem ser consultadas.

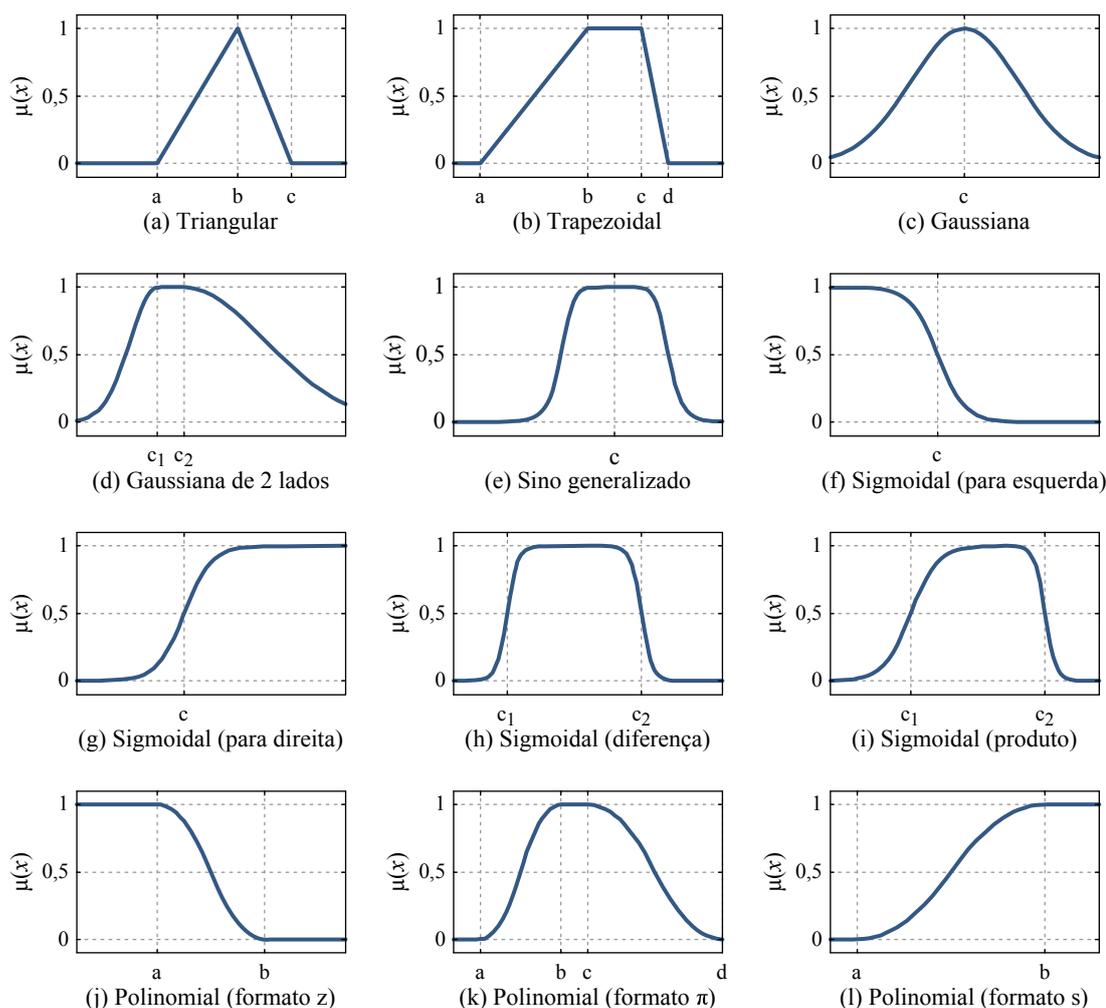


Figura 3.17 – Exemplos de funções de pertinência.

a) Funções de pertinência triangular

As funções de pertinência triangulares, juntamente com as funções trapezoidais, são as mais eficientes sob o ponto de vista computacional e as mais apropriadas para utilização em sistemas de tempo real, razão pela qual foram escolhidas aqui. A função linear por partes que representa as funções de pertinência triangulares é definida por:

$$\mu_F(x) = \begin{cases} 0, & \text{para } x < a \\ \frac{x-a}{b-a}, & \text{para } a \leq x < b \\ \frac{c-x}{c-b}, & \text{para } b \leq x \leq c \\ 0, & \text{para } x > c \end{cases} \quad (3.29)$$

ou, numa forma compacta:

$$\mu_F(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (3.30)$$

sendo a e c as laterais do triângulo e b o seu centro, como demonstrado Figura 3.17(a). Os formatos destas funções podem ser tanto simétricos quanto assimétricos, dependendo da necessidade de cada aplicação.

3.3.2 – Operações lógicas

No desenvolvimento de controladores *fuzzy*, muitas vezes é necessário que se efetuem operações lógicas entre conjuntos. As operações em conjuntos *fuzzy* são bastante similares aos seus equivalentes da teoria de conjuntos ordinários. A seguir, são apresentadas as três operações mais comumente utilizadas no projeto de controladores. O detalhamento de todas as operações válidas para estes conjuntos é apresentado em [54].

a) União

A partir dos conjuntos *fuzzy* X_1 e X_2 quaisquer, com funções de pertinência $\mu_{X_1}(x)$ e $\mu_{X_2}(x)$, um conjunto X_3 será resultado da operação $X_3 = X_1 \cup X_2$ cuja função de pertinência está relacionada com os conjuntos originais X_1 e X_2 conforme descrito por:

$$\mu_{X_3}^x = \mu_{X_1}^x \vee \mu_{X_2}^x \quad (3.31)$$

sendo \vee o operador de união, para o qual, neste trabalho, é utilizado o valor máximo das entradas, de modo que (3.31) pode ser reescrita como:

$$\mu_{X_3}(x) = \max(\mu_{X_1}, \mu_{X_2}) \quad (3.32)$$

A operação de união entre dois conjuntos *fuzzy* também pode ser vista como uma operação lógica OR na teoria de conjuntos ordinários.

b) Interseção

A interseção dos dois conjuntos *fuzzy* X_1 e X_2 que resulta em um terceiro conjunto, tal que $X_3 = X_1 \cap X_2$ é definida por:

$$\mu_{X_3}^x = \mu_{X_1}^x \wedge \mu_{X_2}^x \quad (3.33)$$

sendo \wedge o operador de interseção. Um dos operadores comumente empregados é a utilização do valor mínimo dos graus de pertinência das variáveis de entrada. Na metodologia apresentada nesta dissertação, contudo, objetivando melhorar a suavidade na superfície de controle, o operador de interseção utilizado é o produto dos graus de pertinência das variáveis de entrada. Assim, (3.33) pode ser reescrita como:

$$\mu_{X_3}(x) = \mu_{X_1}(x) \cdot \mu_{X_2}(x) \quad (3.34)$$

A operação de interseção pode também ser vista como uma operação lógica AND na teoria de conjuntos ordinários.

c) Complemento

O complemento de um conjunto *fuzzy* X_1 qualquer é definido por:

$$\bar{X}_1 = 1 - \mu_{X_1}(x) \quad (3.35)$$

sendo que a barra sobre o conjunto significa o complemento, ou negação, deste conjunto. Tal operação é equivalente a operação NOT na teoria de conjuntos ordinários.

A Figura 3.18 ilustra as três operações lógicas apresentadas num comparativo com suas equivalentes na lógica booleana. Conforme visto a seguir, as operações lógicas são empregadas na construção de regras e são fundamentais no desenvolvimento de sistemas de controle baseados em lógica *fuzzy*.

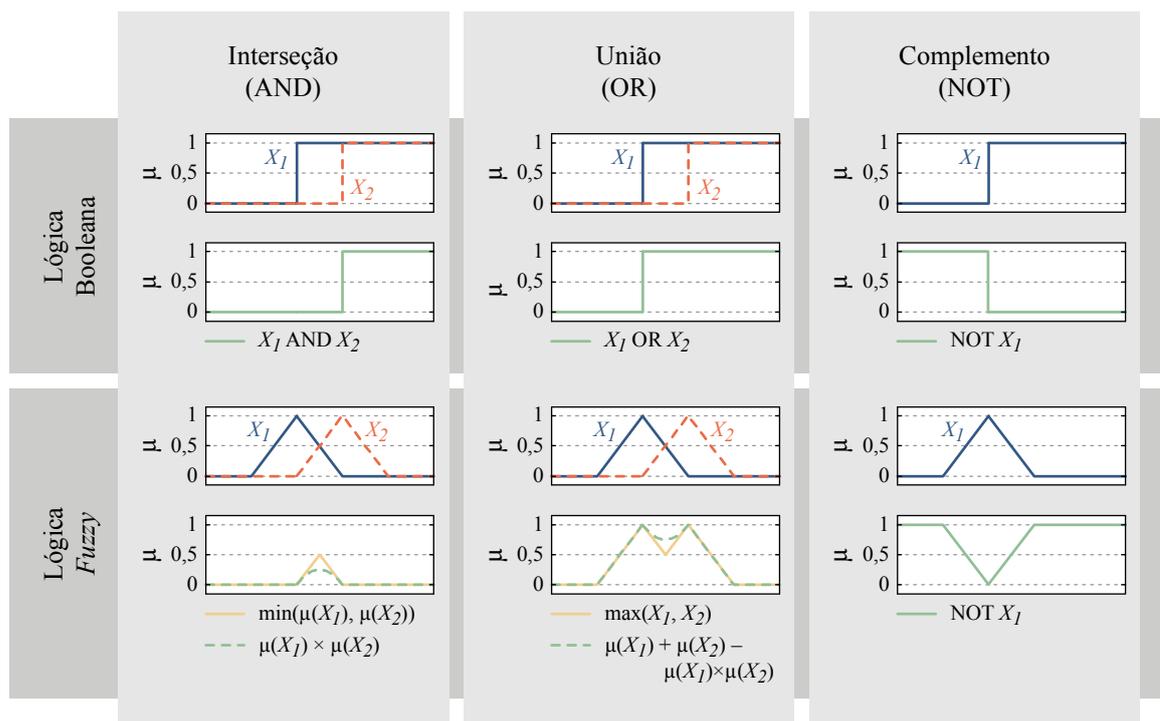


Figura 3.18 – Operações lógicas em conjuntos *fuzzy*

3.3.3 – Regras

O conjunto de regras *fuzzy* é o componente central de qualquer sistema de controle *fuzzy* e representa a inteligência do algoritmo de controle. As regras *fuzzy* são compostas por um ou mais conjuntos, chamados de antecedentes, e, associado a eles, um conjunto chamado de conseqüente. A parte antecedente descreve as causas, já os resultados relativos à ação de controle são descritas pela parte conseqüente. Quando um conjunto de entradas é lido, cada regra que contenha algum grau de verdade em suas premissas será executada. Cabe salientar, também, que as regras *fuzzy* são declarativas ao invés de procedimentais, como nas linguagens de programação, assim, a ordem em que elas forem programadas no controlador não é importante e não produz alterações na dinâmica do sistema em malha fechada.

Geralmente o número de regras está diretamente associado ao número de variáveis de controle e representa o número total de combinações possíveis. Em algumas aplicações é possível se utilizar um número inferior de regras. Entretanto, esta decisão não é recomendável e pode levar o sistema à instabilidade. Uma vez que as regras representam o conhecimento, a

retirada de alguma delas implica redução do conhecimento do sistema e que poderá fazer falta em modificações futuras [72].

As regras *fuzzy* são geralmente expressas como:

$$\text{IF } \underbrace{\text{proposição}}_{\text{antecedente}} \text{ THEN } \underbrace{\text{proposição}}_{\text{consequente}} \tag{3.36}$$

em que a parte antecedente pode ser combinada, se necessário, por meio de operadores lógicos como os descritos anteriormente. As partes de proposição são do tipo “ x é X ”, sendo que x é um valor escalar qualquer e X é um conjunto *fuzzy* associado àquela variável [72].

Um conjunto de regras como a apresentada em (3.36) pode ser agrupada sob a forma de uma matriz, montando o que se denomina memória associativa *fuzzy* (FAM, do inglês *Fuzzy Associative Memory*). Um exemplo genérico de tais memórias é ilustrado na Figura 3.19. Nestas, cada dimensão representa uma variável de entrada e nos pontos de interseção são dispostas as partes consequentes. Além disso, X_1 e X_2 são variáveis de entrada genéricas, NG, N, Z, P e PG são variáveis linguísticas que representam valores negativos grandes, negativos, zero, positivos e positivos grandes, respectivamente. Cabe salientar que o conjunto Z não representa apenas o valor numérico zero, mas sim uma faixa de valores próximos de zero, definida pela função de pertinência associada à variável.

$X_2 \backslash X_1$	N	Z	P
N	NG	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	PG

Figura 3.19 – Exemplo de memória associativa *fuzzy* para um controle com duas entradas

Para que todo o processamento apresentado até então seja efetuado e uma resposta final obtida, a escolha de um método de inferência adequado e que atenta aos requisitos de projeto é essencial. A seção a seguir investiga o método de inferência de Takagi-Sugeno-Kang, escolhido para ser utilizado no presente trabalho.

3.3.4 – Inferência: o método de Takagi-Sugeno-Kang

Os sistemas de inferência *fuzzy* (FIS, do inglês *fuzzy inference system*) são os componentes principais dos controladores baseados nesta lógica. É nesta etapa que a tomada

de decisão é efetuada a partir do conjunto de regras definidos para a aplicação. O método de inferência de TSK foi proposto numa tentativa de formalizar a abordagem de um sistema para gerar regras a partir de um conjunto de dados de entrada e saída [73].

Supondo dois valores escalares e dois conjuntos *fuzzy*, tal que $x_1 \in X_1$ e $x_2 \in X_2$, respectivamente, pode-se construir uma regra básica no modelo de TSK como:

$$\text{IF } x_1 \text{ is } X_1 \text{ AND } x_2 \text{ is } X_2 \text{ THEN } z = f(x, y) \quad (3.37)$$

na qual $z = f(x, y)$ é uma função escalar que representa a parte consequente. Usualmente esta função é um polinômio com variáveis de entrada x_1 e x_2 , mas pode ser qualquer outra função que descreva a saída de um sistema na região especificada pela parte antecedente. Quando $f(x_1, x_2)$ é um polinômio de primeira ordem, tem-se o que se denomina por modelo *fuzzy* Sugeno de primeira ordem. De maneira semelhante, quando f for uma constante, denomina-se modelo *fuzzy* Sugeno de ordem zero. A utilização de funções com ordem mais alta é possível, contudo, em [69] é salientado que, com esta atitude, aumenta-se significativamente a complexidade de um sistema sem que haja um aumento justificável na qualidade dos resultados.

O valor de saída z_i para cada regra é ponderado pela força de ativação w_i de sua regra, de maneira que, para a regra definida em (3.37), a força de ativação é dada por:

$$w_i = \text{AND}(\mu_{X_1}(x_1), \mu_{X_2}(x_2)) \quad (3.38)$$

sendo μ_{X_1} e μ_{X_2} as funções de pertinência dos conjuntos X_1 e X_2 , respectivamente, e *AND* é o método de interseção, o qual, na proposta apresentada aqui, utiliza o produto dos graus de pertinência das variáveis.

A saída final do método de inferência de TSK é dada pela soma ponderada de todas as regras, calculada como:

$$\text{valor final} = \frac{\sum_{i=1}^{N_R} w_i \cdot z_i}{\sum_{i=1}^{N_R} w_i} \quad (3.39)$$

Em virtude da dependência linear de cada regra para com as variáveis de entrada, o método de TSK é bastante apropriado para atuar como um supervisor interpolador de múltiplos modelos ou controladores lineares. Conforme visto no Capítulo 2, o modelo do conversor boost é não linear, de modo que um controlador projetado para um ponto de

operação não terá o mesmo desempenho em outros pontos. Assim, fundamenta-se um dos aspectos abordados neste trabalho: a utilização de um supervisor *fuzzy* para combinar as ações de múltiplos controladores projetados para diferentes faixas de carga de um conversor boost. A título de exemplo, a seguir é demonstrado como um modelo *fuzzy* simples pode ser utilizado para aproximar uma função não linear do tipo exponencial.

3.3.5 – Exemplo: um sistema *fuzzy* aproximativo de uma função exponencial

Definindo uma função

$$y(x) = e^{-x} \tag{3.40}$$

a ser aproximada por um modelo *fuzzy*, limitada ao intervalo [0; 5], inicia-se definindo cinco funções de pertinência que representam alguns pontos importantes na tangência da função a ser aproximada. A Figura 3.20 ilustra a distribuição dessas funções, na qual as variáveis linguísticas Z, MB, M, MA e G representam valores próximos de zero, médios baixos, médios, médios altos e grandes, respectivamente.

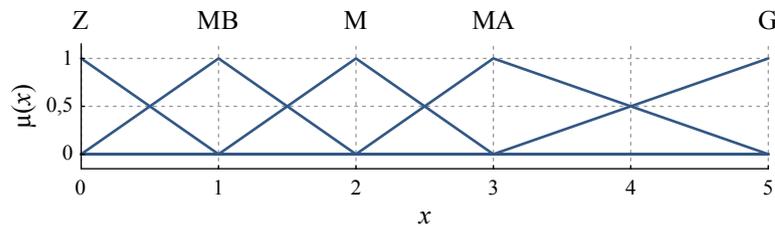


Figura 3.20 – Funções de pertinência utilizadas para aproximar uma função exponencial

Na sequência, um conjunto de regras pode ser construído a partir do valor aproximado da função (3.40) nos pontos de máximo de cada função de pertinência, tal como definido em:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 : \text{ IF } (x \text{ is } Z) \text{ THEN } y = 1 \\ R_2 : \text{ IF } (x \text{ is } MB) \text{ THEN } y = 0,37 \\ R_3 : \text{ IF } (x \text{ is } M) \text{ THEN } y = 0,14 \\ R_4 : \text{ IF } (x \text{ is } MA) \text{ THEN } y = 0,05 \\ R_5 : \text{ IF } (x \text{ is } G) \text{ THEN } y = 0 \end{array} \right. \tag{3.41}$$

Supondo um valor de entrada $x = 0,75$ pode-se “fuzzificar” as entradas a partir da definição da função de pertinência triangular expressa em (3.29). Assim, têm-se os seguintes graus de pertinência:

$$\begin{cases} \mu_Z^x = 0,25 \\ \mu_{MB}^x = 0,75 \\ \mu_M^x = \mu_{MA}^x = \mu_G^x = 0 \end{cases} \quad (3.42)$$

Uma vez que não são feitas operações lógicas na parte antecedente, a força de ativação w_i é dada diretamente pela multiplicação do grau de pertinência pela constante y obtida da base de regras. Assim, tem-se:

$$\begin{cases} w_Z^x = 1 \times 0,25 = 0,25 \\ w_{MB}^x = 0,37 \times 0,75 = 0,277 \\ w_M^x = w_{MA}^x = w_G^x = 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

Efetuando a soma ponderada (3.39) com os valores obtidos em (3.42) e (3.43), tem-se que um valor de entrada $x = 0,75$ resulta em um valor de saída $y = 0,52$. Aplicando o método de inferência de TSK apresentado anteriormente para todo o universo de discurso da variável de entrada, obtém-se o resultado ilustrado pela Figura 3.21.

Embora simples, este exemplo demonstra a capacidade de sistemas *fuzzy* do tipo TSK aproximar uma função não linear a partir do mapeamento linear de entradas e saídas. Esse mesmo princípio será utilizado para selecionar ou combinar controladores lineares mais adequados para cada configuração de carga, sendo cada controlador projetado para um ponto de equilíbrio diferente, de maneira a se obter uma resposta globalmente não linear.

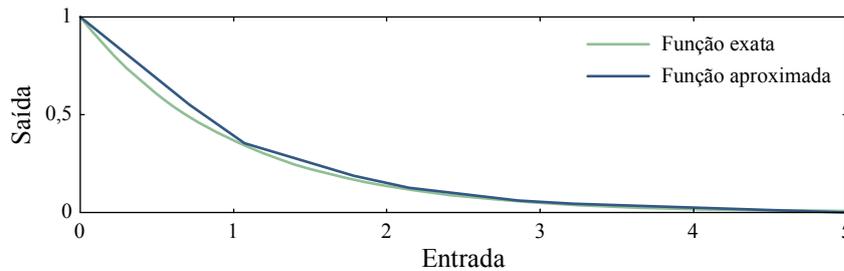


Figura 3.21 – Resultado da aproximação de uma função exponencial.

3.4 – Considerações finais

As três ferramentas empregadas no desenvolvimento da proposta deste trabalho foram apresentadas neste capítulo. O controlador por realimentação de estados do tipo LQR permite que a energia do atuador e a resposta dinâmica sejam controladas pela escolha de Q e

\mathbf{R} , de modo que os esforços sobre os atuadores sejam minimizados. Ainda, com a inclusão de um modelo interno ao controlador, pode-se garantir o rastreamento assintótico de uma entrada de referência degrau. A resposta de controladores LQR é basicamente definida por suas matrizes de ponderação \mathbf{Q} e \mathbf{R} , sendo de interesse um método automático de escolha dessas matrizes, por exemplo, um método baseado em algoritmos genéticos.

Os algoritmos genéticos são estratégias evolutivas que não necessitam de qualquer informação sobre as derivadas da função objetivo, além de serem capazes de buscar pelo resultado ótimo em todo o espaço de solução simultaneamente. Codificando geneticamente os elementos das matrizes de ponderação do LQR é possível se obter uma resposta dinâmica ótima dentro de algum critério estabelecido pelo projetista, sem maiores esforços analíticos.

A lógica *fuzzy* tem uma grande capacidade de resolução frente a incertezas em seus valores de entrada. Sua aplicação como método aproximativo permite a composição de um sistema não linear a partir do mapeamento linear de suas entradas e saídas. Tal característica permite que a combinação de múltiplos controladores lineares atue sobre um sistema não linear e obtenha respostas dinâmicas com bom desempenho para larga faixa de operação.

CAPÍTULO 4 – METODOLOGIA DE CONTROLE PROPOSTA

Este capítulo trata da metodologia de controle proposta nesta dissertação, no qual se apresenta a aplicação de múltiplos controladores para melhorar o desempenho de conversores que operam com cargas variando em larga faixa. Inicialmente são apresentadas as características do conversor boost em que serão efetuados os testes. O modelo de pequenas perturbações equacionado no Capítulo 2 é aumentado, discretizado e os efeitos ocasionados pelo atraso de transporte são inclusos.

A sequência típica para o projeto de controladores LQR é descrita, sendo após apresentada a proposta para otimização dos mesmos por meio de um algoritmo genético. Com a validação de um método automático para projetar controladores e obter desempenho ótimo, três LQRs adicionais são sintonizados para diferentes pontos de equilíbrio, compondo um sistema com quatro controladores ótimos associados a quatro faixas de potência de saída.

Para coordenar a seleção desses múltiplos controladores é fundamental o estudo de metodologias adequadas para escolher ou combinar os controladores mais apropriados em cada situação, tema tratado inicialmente na seção 4.3. Primeiramente, o método mais simples é abordado, explorando a comutação de controladores com decisão baseada na corrente elétrica que circula na carga. Na sequência, um controle supervisor baseado em lógica *fuzzy* é desenvolvido com o objetivo de combinar ações de controladores e obter sinais de controle livres das descontinuidades que se verificam na comutação direta de controladores.

De modo a dispensar a necessidade de um sensor adicional para a corrente de saída, a seção 4.4 investiga a utilização de uma nova variável de decisão para os supervisores. A partir do teorema de Tellegen formula-se um estimador da resistência de carga, o qual é calculado juntamente com o algoritmo de controle e utiliza variáveis comumente disponíveis em conversores de energia, sem incorrer em custos adicionais com sensores. Os resultados obtidos com o uso desse estimador como variável de decisão são apresentados e comparados por meio de simulações com os resultados alcançados utilizando a corrente de saída como decisão.

O capítulo encerra apresentando uma análise de robustez baseada em simulações das abordagens propostas para quando o conversor sofre diferentes perturbações de carga. Através desta, verifica-se a melhor metodologia de múltiplos controladores entre as

apresentadas, capaz de melhorar significativamente o desempenho dinâmico do conversor quando o mesmo for sujeito a largas variações de carga.

4.1 – Descrição da configuração de testes

Para desenvolver e validar a metodologia proposta neste trabalho, tanto neste capítulo quanto no seguinte, será utilizado um conversor boost com as características especificadas pela Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Especificações do conversor boost utilizado nos testes da metodologia proposta.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_i	30 V	C	220 μ F
V_o	50 V	L	886 μ H
P_o	140 W	R_L	17,86 Ω
f_s	20 kHz	D	0,4

Com estes parâmetros a ondulação na corrente de entrada será de $\Delta i_e = 0,67$ A, enquanto a ondulação na tensão de saída será de $\Delta v_o = 0,25$ V. Outro ponto a ser observado é que o MCC é garantido até, aproximadamente, 8 % da potência nominal, característica importante para a demonstração do método proposto, uma vez que os controladores serão todos projetados sob a modelagem apresentada no Capítulo 2.

4.2 – Controlador LQR único

Como ponto de partida no desenvolvimento da proposta, a metodologia de projeto convencional para a sintonia de controladores LQR é descrita a seguir. Esta análise inicial servirá como base para futuras comparações de desempenho.

Partindo do modelo linear de pequenas perturbações definido em (2.40), e aplicando os conceitos de controle por realimentação de estados explorados na seção 3.1, pode-se definir um modelo aumentado do conversor boost tal como:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_L \\ \dot{\tilde{x}}_C \\ \dot{\tilde{x}}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}\left(r_L + \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C}\right) D' & -\frac{1}{L}\left(\frac{R_L}{R_L + r_C}\right) D' & 0 \\ \frac{R_L}{C(R_L + r_C)} D' & -\frac{1}{C(R_L + r_C)} & 0 \\ \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' & \frac{R_L}{R_L + r_C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \\ \tilde{x}_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_L}{L(R_L + r_C)}(r_C \cdot X_{Lq} + X_{Cq}) \\ -\frac{R_L}{C(R_L + r_C)} \cdot X_{Lq} \\ -\frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \cdot X_{Lq} \end{bmatrix} \cdot \tilde{d} \\ \tilde{y}_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} D' & \frac{R_L}{R_L + r_C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \\ \tilde{x}_e \end{bmatrix} - \frac{R_L \cdot r_C}{R_L + r_C} \cdot X_{Lq} \cdot \tilde{d} \end{cases} \quad (4.1)$$

ou, de forma compacta:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\xi}} = \hat{\mathbf{A}} \cdot \tilde{\xi} + \hat{\mathbf{B}} \cdot \tilde{d} \\ \tilde{y} = \hat{\mathbf{C}} \cdot \tilde{\xi} + \mathbf{E} \cdot \tilde{d} \end{cases} \quad (4.2)$$

sendo $\tilde{\xi}$ o vetor de estados aumentado, definido por $\tilde{\xi} = [x_L \quad x_C \quad x_e]^T$. Contudo, visando a implementação prática do controle na forma digital que será apresentada no Capítulo 5, faz-se necessário que o modelo contínuo definido em (4.2) seja convertido para o domínio discreto.

4.2.1 – Modelo discreto com atraso de transporte

O modelo de pequenas perturbações do conversor boost no domínio discreto pode ser compactamente representado por:

$$\begin{cases} \tilde{\xi}(k+1) = \mathbf{\Phi} \cdot \tilde{\xi}(k) + \mathbf{\Gamma} \cdot \tilde{d}(k) \\ \tilde{y}(k) = \hat{\mathbf{C}} \cdot \tilde{\xi}(k) + \hat{\mathbf{E}} \cdot \tilde{d}(k) \end{cases} \quad (4.3)$$

sendo $\mathbf{\Phi}$ e $\mathbf{\Gamma}$ as versões discretas das matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} , dadas, utilizando o segurador de ordem zero (ZOH, *Zero Order Hold*) [74], por

$$\begin{aligned} \mathbf{\Phi} &= e^{\hat{\mathbf{A}}T_s} \\ \mathbf{\Gamma} &= \int_0^{T_s} e^{\hat{\mathbf{A}}\tau} \cdot \hat{\mathbf{B}} d\tau \end{aligned} \quad (4.4)$$

sendo

$$T_s = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{20 \times 10^3} = 50 \mu\text{s} \quad (4.5)$$

A Figura 4.1 ilustra o diagrama de blocos para implementação discreta convencional de um controlador LQR para um conversor boost. Por mais rápido que seja o processador utilizado, não há como efetuar a conversão analógico/digital e a resolução da lei

de controle instantaneamente, de modo a aplicar o sinal de controle calculado no mesmo período de modulação. Isto significa que o valor aplicado ao modulador PWM deve ser resolvido no período de modulação anterior [75]. Por esta razão, um bloco contendo um atraso de uma amostra (z^{-1}) é adicionado ao diagrama de controle. Embora um controlador possa ser projetado diretamente a partir de (4.3), o desprezo desse atraso muitas vezes resulta em respostas dinâmicas diferentes do esperado.

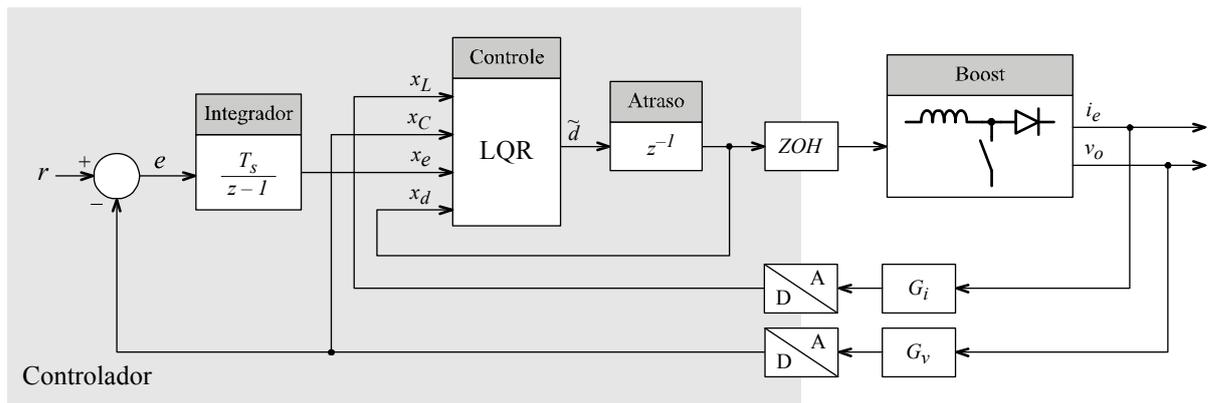


Figura 4.1 – Diagrama de blocos da implementação para um único controlador

Para que o atraso de transporte entre a medição dos sinais e a atuação seja considerado, inclui-se um estado adicional ao modelo, tal que:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \tilde{\xi}(k+1) \\ \tilde{x}_d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\xi}(k) \\ \tilde{x}_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \tilde{d}(k) \\ \tilde{y}(k) = \begin{bmatrix} \hat{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\xi}(k) \\ \tilde{x}_d(k) \end{bmatrix} + \hat{E} \cdot d(k) \end{cases} \quad (4.6)$$

sendo $\tilde{x}_d(k)$ o estado relativo ao atraso de transporte. O modelo definido em (4.6) descreve o comportamento do conversor boost para pequenas perturbações considerando o atraso de transporte. Contudo, os sinais provenientes dos sensores retratam os valores instantâneos medidos no conversor, ou seja, o equivalente ao valor da grandeza em seu ponto de equilíbrio somada de uma pequena perturbação. Assim, para que a lei de controle possa ser aplicada, a subtração dos valores de equilíbrio dos estados x_L e x_C é necessária. A Figura 4.2 expande o bloco de controle da figura anterior e ilustra o diagrama de blocos do controlador LQR já incluindo o atraso de transporte.

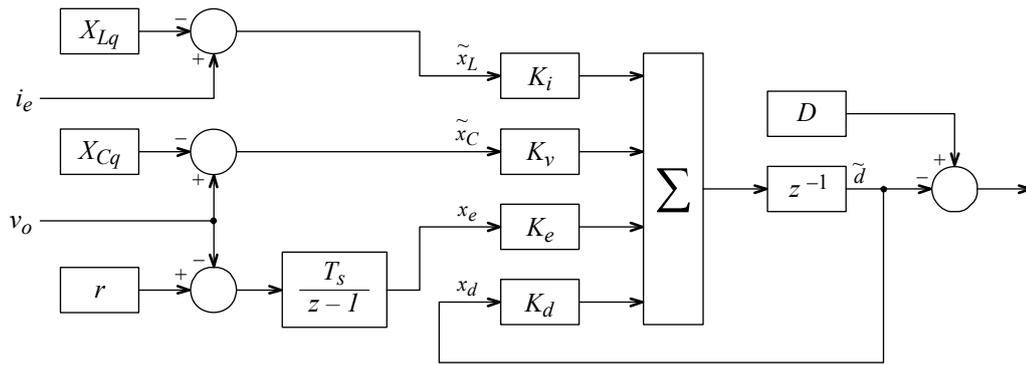


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do controlador LQR incluindo o atraso de transporte.

4.2.2 – Projeto convencional

Sistemas de controle para eletrônica de potência compostos por um único controlador são geralmente projetados para a condição nominal de operação, considerada neste trabalho como 100% de carga. A mesma prática também será aplicada aqui com o intuito de obter uma resposta que seria comumente encontrada em projetos deste tipo e que servirá de base para comparações e análises posteriores.

Substituindo os parâmetros do conversor, dados na Tabela 4.1, na equação (2.34), tem-se o ponto de equilíbrio dos estados, dado por:

$$\begin{cases} X_{Lq100} = 4,66 \text{ A} \\ X_{Cq100} = 50 \text{ V} \end{cases} \quad (4.7)$$

O projeto de controladores LQR depende fundamentalmente da escolha das matrizes de ponderação \mathbf{Q} e \mathbf{R} . Geralmente, boas respostas dinâmicas são obtidas apenas após várias sessões de tentativa e erro. Para auxiliar no projeto desses controladores no domínio discreto, o Matlab oferece a função `dlqr`, a qual retorna os ganhos que devem ser aplicados aos estados, a solução da equação de Riccati e os autovalores do sistema em malha fechada. Para utilizá-la, aplicam-se os parâmetros do conversor no modelo (4.6) de forma a se obter os valores numéricos das matrizes dinâmicas, os quais são repassados à função juntamente com as matrizes de ponderação. No Apêndice A é demonstrado o uso desta função, bem como o projeto de todos os controladores analisados nesta dissertação. Uma boa resposta dinâmica pode ser obtida com os valores

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{C100} &= \text{diag}([1 \quad 3 \quad 1 \times 10^6 \quad 0,5]) \\ R_{C100} &= 1 \times 10^3 \end{aligned} \quad (4.8)$$

sendo diag uma função para definição de matrizes diagonais. Estes valores resultam no vetor de ganhos

$$\mathbf{K}_{C100} = [77,555 \times 10^{-3} \quad 26,098 \times 10^{-3} \quad -28,741 \quad 185,249 \times 10^{-3}] \quad (4.9)$$

que, por sua vez, aloca os polos em malha fechada nas posições

$$\lambda_{C100} = \begin{cases} 34,53 \times 10^{-8} \\ 894,79 \times 10^{-3} \pm j92,02 \times 10^{-3} \\ 972,39 \times 10^{-3} \end{cases} \quad (4.10)$$

A Figura 4.3 ilustra os resultados de simulação para este vetor de ganhos. A tensão de referência é ajustada para 50 V e o conversor parte com carga máxima até 15 ms, quando a mesma é alterada para 30% da potência nominal, retornando a 100% em 30 ms. Em P_{1C} observa-se um sobressinal de 9,53% em 16,04 ms e um tempo de acomodação de 3,11 ms. Em P_{2C} verifica-se um afundamento de 8,87% em 30,91 ms, com um tempo de acomodação de 3,24 ms.

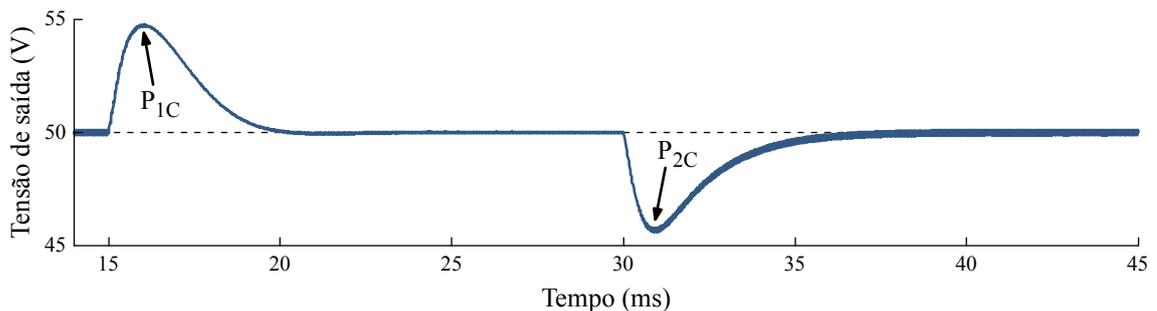


Figura 4.3 – Simulação de um LQR único projetado de maneira convencional

Apesar da ampla variação de carga, verifica-se que o controlador projetado foi capaz de manter a estabilidade do sistema.

4.2.3 – Otimização de desempenho com a aplicação de algoritmos genéticos

Conforme mencionado, uma vantagem dos controladores por realimentação de estados é que os mesmos são facilmente configuráveis para aplicações envolvendo técnicas de otimização. Ainda, observa-se que a maior dificuldade no projeto de um LQR é a determinação de suas matrizes de ponderação, usualmente obtida após inúmeras tentativas.

Mesmo com o esforço e conhecimento do projetista, não se pode garantir que as ponderações escolhidas sejam as melhores para a situação.

Na seção 3.2 são destacadas algumas características dos algoritmos genéticos. Entre elas, o fato de não haver necessidade de se conhecer as derivadas da função objetivo e a capacidade de utilizar dados experimentais. Neste trabalho, os algoritmos genéticos serão utilizados para simplificar a dificuldade encontrada no projeto de LQRs e determinar as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} que resultem em uma dinâmica ótima, determinada pela função objetivo escolhida.

Tal como nos trabalhos [29, 30], as otimizações de controladores empregando GA comumente se baseiam na resposta do modelo linearizado de pequenos sinais em malha fechada frente a uma perturbação do tipo degrau na referência. Apesar de ser um pouco mais rápida, esta abordagem subestima, de certa forma, as capacidades do algoritmo genético e não otimiza o desempenho do controlador na ocorrência de perturbações de carga, as quais são as perturbações mais comumente verificadas na eletrônica de potência.

Diferentemente do usual na literatura, este trabalho emprega algoritmos genéticos para a sintonia de LQRs com base em dados obtidos de programas especializados na simulação de circuitos elétricos. A resposta do sistema em malha fechada será otimizada a partir de resultados de simulação nos instantes em que ocorrerem as perturbações na resistência de carga. Esta abordagem permite que o controlador seja sintonizado levando em conta, por exemplo, erros de quantização, truncamento, estouro de variáveis, adição de ruídos em sensores, entre outros. Desta forma, o tempo adicional requerido na otimização é recompensado com um controlador que, quando inserido na aplicação real, necessitará de menos ajustes para ser posto em funcionamento.

As simulações utilizadas na otimização dos LQRs foram efetuadas no Simulink, fazendo uso da biblioteca SimPowerSystems. A Figura 4.4 ilustra o diagrama utilizado, no qual se destaca a inclusão dos quantizadores e saturadores, os quais limitam tanto a razão cíclica quanto os sinais que entram na etapa de conversão AD, tal como ocorrerá na prática.

A função objetivo utilizada é definida por:

$$f_{obj} = \int_{t_i}^{t_f} t \cdot e(t)^2 d\tau + \int_{t_i}^{t_f} t \cdot \tilde{d}(t)^2 d\tau = ITSE + \int_{t_i}^{t_f} t \cdot \tilde{d}(t)^2 d\tau \quad (4.11)$$

sendo que t_i e t_f representam os instantes de tempo de início e fim da perturbação de carga efetuada, respectivamente. Após a análise de outras, verificou-se que esta função é capaz de

não apenas otimizar a resposta do sistema, mas também atuar com um sinal de controle mais suave e livre de oscilações em regime permanente.

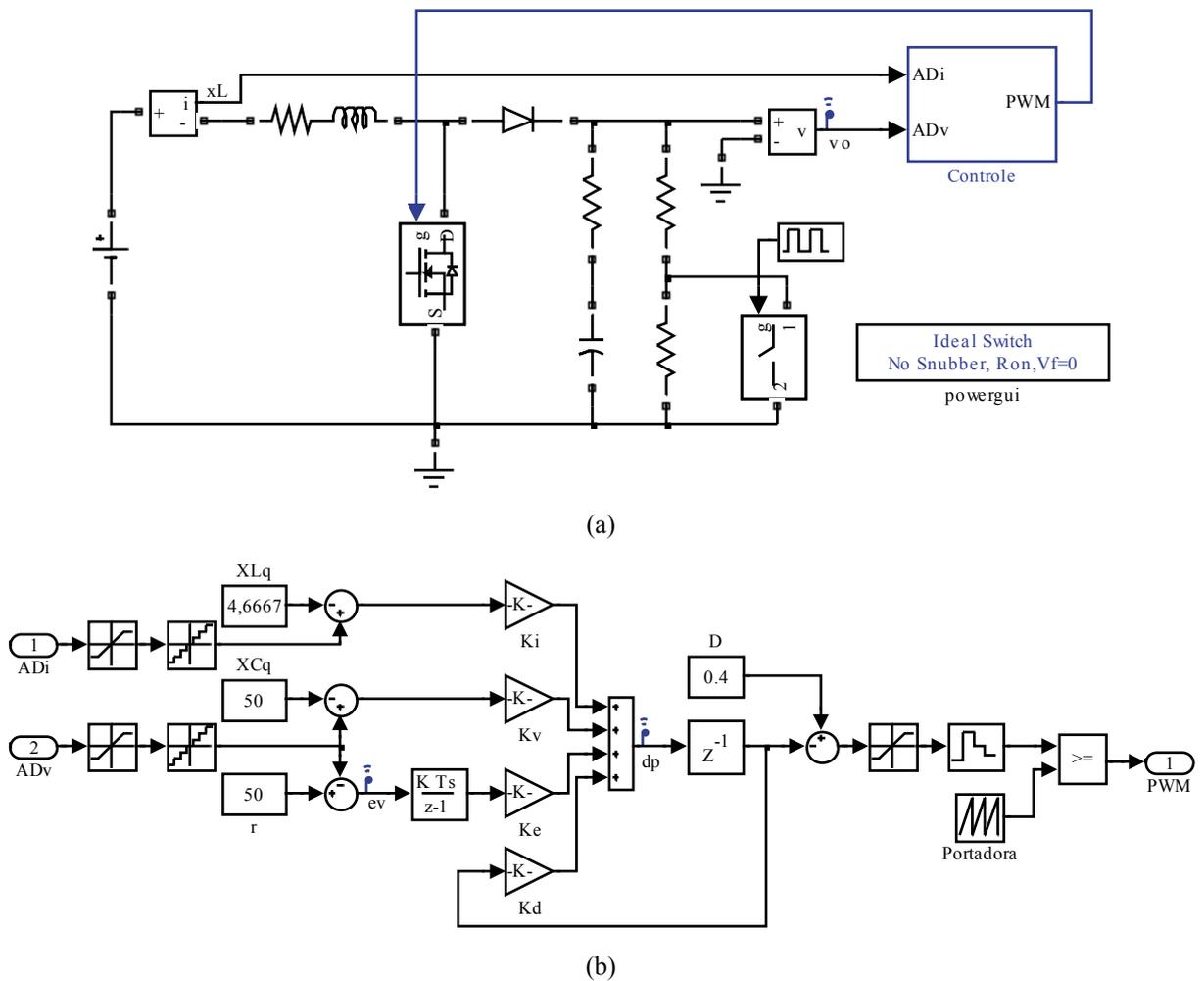


Figura 4.4 – Esquemático utilizado na otimização dos controladores (a) circuito elétrico do conversor; (b) diagrama de blocos de controle

Para as simulações de otimização, faz-se com que o conversor parta com 75% de carga. Aos 15 ms, a resistência de carga é aumentada de forma que o conversor opere em sua potência nominal. Com isto, o controlador é otimizado de forma a conduzir os estados ao ponto de equilíbrio calculado com o desempenho expresso por (4.11), sendo que o período de análise é definido como $t_i = 15 \text{ ms}$ e $t_f = 30 \text{ ms}$.

Cada elemento das matrizes de ponderação é uma variável a ser otimizada, ou seja, um gene do cromossomo. Assim, os elementos das diagonais principais são codificados no genoma apresentado na Tabela 4.2, sendo dados por:

$$\mathbf{Q}_{GA} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{44} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$R_{GA} = r_{11}$$

Tabela 4.2 – Genoma empregado na otimização dos controladores

Gene	1	2	3	4	5
Parâmetro	q_{11}	q_{22}	q_{33}	q_{44}	r_{11}

O processo evolutivo do GA configurado para otimizar os controladores segue os seguintes passos:

- i. Cria a população inicial aleatoriamente;
- ii. Determina os ganhos do LQR a partir dos elementos de ponderação, codificados em genes e contidos em cada cromossomo;
- iii. Simula o sistema em malha fechada para cada cromossomo, aplicando a perturbação de carga em 15 ms;
- iv. Calcula a função objetivo (4.11) para cada resultado de simulação;
- v. Ordena os resultados com base em seus custos. Se a condição de parada for satisfeita, salta para o passo vii;
- vi. Cria a próxima geração a partir de alterações aleatórias nos cromossomos (mutação) ou combinação genética de um par de cromossomos (cruzamento). Retorna ao passo ii;
- vii. Exibe o resultado para o melhor cromossomo e encerra o algoritmo.

A população é mantida fixa em trezentos cromossomos, cujos genes são limitados aos intervalos especificados na Tabela 4.3. A cada iteração, o elitismo unitário garante a perpetuação do melhor cromossomo para a próxima geração. A taxa de cromossomos mantidos pela seleção natural e a taxa de mutação são respectivamente dados por $X_{sel} = 0,5$ e $X_{mut} = 0,4$. É permitido ao algoritmo genético evoluir por no máximo trezentas gerações, sendo que se após vinte e cinco gerações estagnadas, com tolerância de 1×10^{-6} , o processo evolutivo é encerrado. A escolha por estes parâmetros foi definida após testes em que as relações entre tempo de processamento, número de gerações necessárias para evolução e convergência foram analisadas.

Tabela 4.3 – Intervalo de busca para cada gene

	Gene				
	1	2	3	4	5
Limite inferior	0	0	500	0	0
Limite superior	50	50	50×10^6	50	5×10^6

As evoluções do custo para o melhor cromossomo e do custo médio da população são ilustradas pela Figura 4.5. Após oitenta e cinco gerações, as melhores matrizes de ponderação encontradas foram

$$\mathbf{Q}_{GA100} = \text{diag}([1, 215 \quad 8, 706 \quad 45, 675 \times 10^6 \quad 47, 789]) \quad (4.13)$$

$$R_{GA100} = 5, 095 \times 10^3$$

que, por sua vez, resultam no vetor de ganhos

$$\mathbf{K}_{GA100} = [112, 371 \times 10^{-3} \quad 62, 45 \times 10^{-3} \quad -83, 531 \quad 238, 628 \times 10^{-3}] \quad (4.14)$$

alocando os polos em malha fechada em

$$\lambda_{GA100} = \begin{cases} -46, 495 \times 10^{-18} \\ 915, 077 \times 10^{-3} \pm j106, 515 \times 10^{-3} \\ 913, 983 \times 10^{-3} \end{cases} \quad (4.15)$$

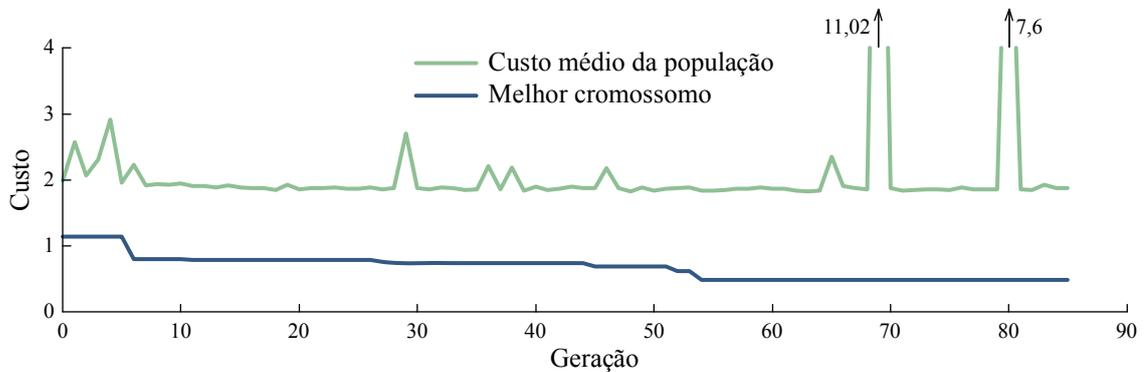


Figura 4.5 – Evolução do custo na otimização de um LQR para a condição de potência nominal

Com estes parâmetros, a resposta do sistema em malha fechada na ocorrência de perturbações de carga é ilustrada pela Figura 4.6. Tal como a simulação efetuada para o projeto convencional, o conversor parte com carga nominal até 15 ms, quando a carga é alterada para 30% da potência nominal, retornando a 100% em 30 ms.

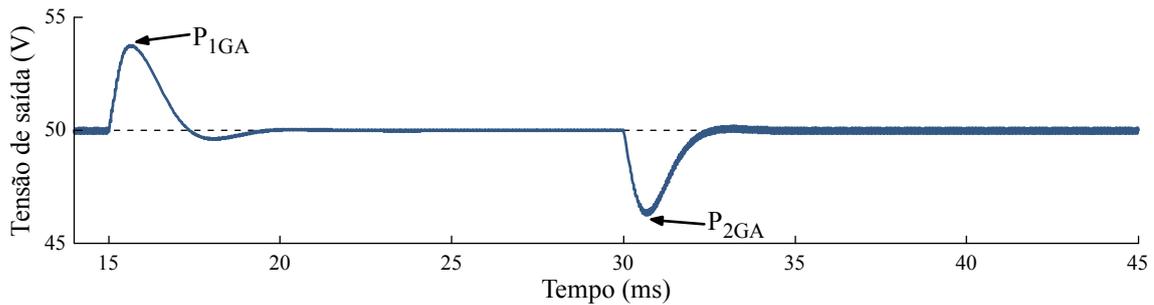


Figura 4.6 – Simulação de um LQR único otimizado por algoritmos genéticos

Na figura, em P_{1GA} o sobressinal observado é de 7,55% em 15,64 ms, com um tempo de acomodação de 2,05 ms. Já em P_{2GA} , o afundamento é de 6,23% em 30,71 ms, sendo verificado um tempo de acomodação de 1,94 ms. Um comparativo entre os resultados obtidos com o projeto convencional e o otimizado por algoritmos genéticos é apresentado a seguir.

4.2.4 – Simulações e comparações

Como ponto de partida para a comparação entre os controladores projetados acima, apresenta-se, na Figura 4.7, a tensão de saída do conversor na ocorrência das perturbações de carga analisadas.

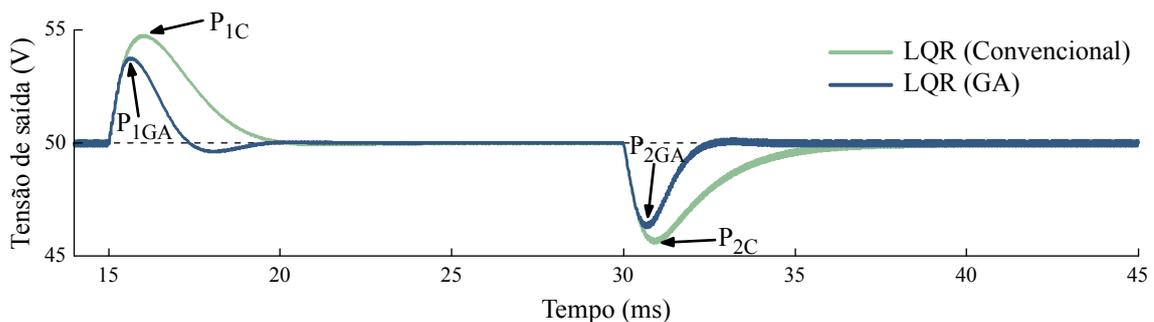


Figura 4.7 – Tensão de saída para os controladores projetados para a condição nominal

A Figura 4.8 ilustra o comportamento da razão cíclica (d) nos instantes das perturbações de carga e, por fim, a forma de onda da corrente no indutor é apresentada pela Figura 4.9.

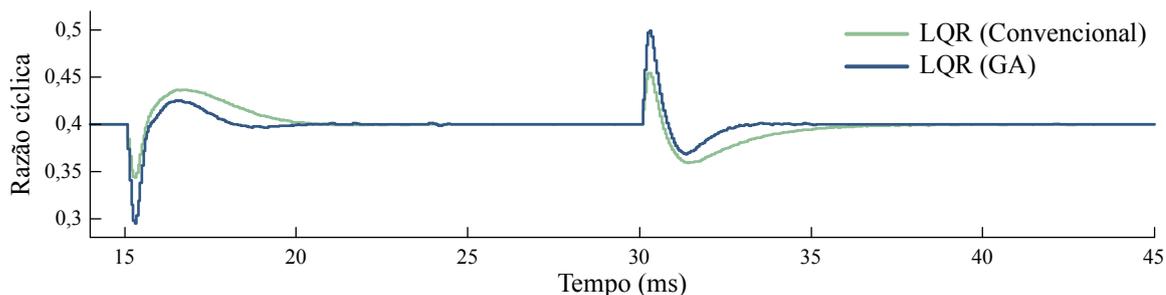


Figura 4.8 – Razão cíclica nos instantes das perturbação de carga

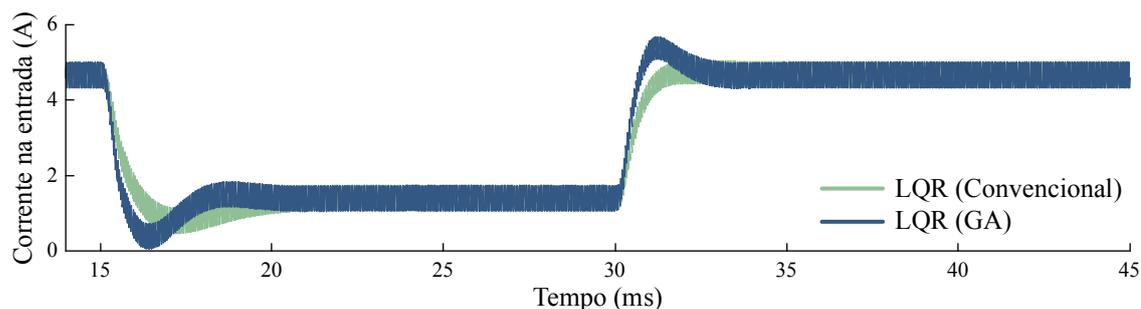


Figura 4.9 – Corrente na entrada para os controladores projetados para a condição nominal

Para as formas de onda ilustradas acima, a Tabela 4.4 apresenta um comparativo com os pontos extremos e os critérios de desempenho utilizados na função objetivo, além de apresentar o custo resultante para cada controlador no período em que a carga retorna ao seu valor nominal. Nas figuras, os pontos de máximo P_1 e P_2 são ainda compostos por subíndices que referenciam às formas de onda analisadas, sendo C o projeto convencional, e GA o projeto otimizado. Nesta tabela, os dois parâmetros que compõe a função objetivo são também apresentados. Verifica-se que o controlador LQR otimizado reduziu significativamente o critério ITSE e, embora o critério quadrático que leva em conta a ação de controle tenha aumentado, seu valor é desprezível.

Tabela 4.4 – Comparativo entre os controladores projetados para a condição nominal

Parâmetro	LQR convencional	LQR otimizado
P_1	9,53% / 16,04 ms	7,55% / 15,64 ms
P_2	8,87% / 30,91 ms	6,23% / 30,71 ms
Acomodação	3,24 ms	1,94 ms
$\int_{t_i}^{t_f} t \cdot e(t)^2 d\tau$	486,621	186,101
$\int_{t_i}^{t_f} t \cdot \tilde{d}(t)^2 d\tau$	0,05214	0,05469
Custo*	486,673	186,156

* Resultado do cálculo da função objetivo (4.11) para $t_i = 30$ ms e $t_f = 45$ ms, quando a potência de saída retorna ao seu valor nominal.

Pela tabela, conclui-se que o GA cumpriu com o objetivo de obter um LQR com desempenho dinâmico superior e com uma ação de controle mais eficiente. Deste modo, isenta-se o projetista da etapa de tentativa e erro no projeto de controladores, a qual não garante que a configuração encontrada seja ótima sob o ponto de vista dinâmico. Embora demonstrado que os controladores únicos são capazes de manter a estabilidade do sistema mesmo para perturbações de carga de 100% para 30% e vice-versa, as seções seguintes analisam a aplicação de múltiplos controladores para melhorar a resposta dinâmica de conversores boost que operam com amplas faixas de carga.

4.3 – Múltiplos controladores

No Capítulo 2 demonstrou-se que a variação de carga afeta diretamente a dinâmica do conversor e seu ponto de equilíbrio. Deste modo, mesmo que um único controlador seja capaz de prover estabilidade e rastreamento assintótico de uma entrada de referência, verificou-se nas referências da revisão bibliográfica apresentada no Capítulo 1 que a aplicação de múltiplos controladores oferece um desempenho ainda melhor para o sistema. Cada controlador deve ser adequadamente projetado para uma região específica de operação e uma estratégia de supervisão deve selecionar ou combinar os melhores controladores a serem utilizados.

Para o caso do conversor boost em estudo, a potência de saída total será dividida em quatro faixas e, para cada uma delas, associar-se-á um controlador LQR otimizado por GA. Os quatro pontos de equilíbrio dos estados para os quais cada controlador será projetado são apresentados na Tabela 4.5 juntamente com a resistência de carga e a corrente elétrica que atravessa seus terminais.

Tabela 4.5 – Pontos de equilíbrio para cada controlador a ser projetado

Potência de saída	X_{Lq} (A)	X_{Cq} (V)	R_L (Ω)	I_o (A)
100%	4,666	50	17,857	2,8
75%	3,5	50	23,809	2,1
50%	2,333	50	35,714	1,4
25%	1,166	50	71,428	0,7

A otimização dos demais controladores é feita de maneira semelhante ao demonstrado na seção 4.2.3. Para cada controlador, as matrizes do modelo definido em (4.6) são recalculadas com os valores apropriados de R_L e dos pontos de equilíbrio dos estados. Para o controlador de 75% de carga, as simulações de otimização são feitas com o conversor partindo em 100% da potência, reduzindo para 75% aos 15 ms, e a função objetivo sendo calculada no intervalo de 15 ms a 30 ms. A mesma abordagem é aplicada aos controladores para 50% e 25% de carga.

Com as mesmas configurações do algoritmo genético utilizado no projeto do controlador para 100% de carga, os três outros controladores são otimizados. Após quarenta e sete gerações, as matrizes de ponderação determinadas para o controlador de 75% da potência nominal foram

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{GA75} &= \text{diag}([5,736 \quad 21,09 \quad 46,462 \times 10^6 \quad 15,934]) \\ R_{GA75} &= 6,001 \times 10^3 \end{aligned} \quad (4.16)$$

Tais matrizes resultam no vetor de ganhos

$$\mathbf{K}_{GA75} = [118,213 \times 10^{-3} \quad 70,011 \times 10^{-3} \quad -76,782 \quad 264,063 \times 10^{-3}] \quad (4.17)$$

que aloca os polos do sistema em malha fechada em

$$\lambda_{GA75} = \begin{cases} -5,096 \times 10^{-18} \\ 894,914 \times 10^{-3} \pm j102,826 \times 10^{-3} \\ 932,014 \times 10^{-3} \end{cases} \quad (4.18)$$

Para o controlador de 50% de carga o processo evolutivo durou cinquenta e quatro gerações e as melhores ponderações encontradas foram

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{GA50} &= \text{diag}([2,568 \quad 12,642 \quad 28,913 \times 10^6 \quad 12,468]) \\ R_{GA50} &= 2,89 \times 10^3 \end{aligned} \quad (4.19)$$

que resultam no vetor de ganhos

$$\mathbf{K}_{GA50} = [119,162 \times 10^{-3} \quad 81,422 \times 10^{-3} \quad -86,653 \quad 277,359 \times 10^{-3}] \quad (4.20)$$

e que, por sua vez, aloca os polos em

$$\lambda_{GA50} = \begin{cases} -102,577 \times 10^{-18} \\ 890,696 \times 10^{-3} \pm j109,027 \times 10^{-3} \\ 930,304 \times 10^{-3} \end{cases} \quad (4.21)$$

Por fim, após sessenta e duas gerações, as melhores matrizes de ponderação encontradas para o controlador de 25% de carga foram

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{GA25} &= \text{diag}\left(\left[79,416 \times 10^{-3} \quad 8,248 \quad 49,001 \times 10^6 \quad 30,328\right]\right) \\ R_{GA25} &= 1,708 \times 10^3 \end{aligned} \quad (4.22)$$

as quais resultam no vetor

$$\mathbf{K}_{GA25} = \left[125,767 \times 10^{-3} \quad 110,887 \times 10^{-3} \quad -144,04 \quad 304,678 \times 10^{-3}\right] \quad (4.23)$$

que aloca os polos do sistema em malha fechada nas posições

$$\lambda_{GA25} = \begin{cases} -42,465 \times 10^{-18} \\ 893,647 \times 10^{-3} \pm j128,113 \times 10^{-3} \\ 900,242 \times 10^{-3} \end{cases} \quad (4.24)$$

As seções a seguir demonstram que, além de um bom projeto para cada controlador, outro fator de fundamental importância para a operação de um sistema com múltiplos controladores é a técnica utilizada para selecioná-los ou efetuar a combinação de mais de uma ação de controle.

4.3.1 – Comutação de controladores

A técnica mais simples para a aplicação de múltiplos controladores é a comutação direta de um controlador para outro. Com base nas informações de uma variável de decisão, o sinal proveniente do controlador mais apropriado é selecionado para ser aplicado na planta. Uma vez que a resistência de carga não pode ser diretamente medida e a tensão de saída é mantida fixa pelos controladores, a corrente na saída do conversor (i_o) torna-se uma alternativa simples e direta para ser utilizada como variável de decisão. Sua forma de onda reflete de maneira aproximadamente instantânea o comportamento e qualquer alteração de demanda de potência que ocorrer.

A faixa de excursão de valores para a corrente de saída é dividida em quatro setores. Cada qual se estende até o valor médio entre os dois valores de potência para as quais foram projetados os controladores. Resumidamente, a Tabela 4.6 apresenta os valores dos limiares utilizados para efetuar a comutação de controladores.

Tabela 4.6 – Limiares para a comutação dos controladores

	Potência de saída (%)	Corrente na carga (A)
Limiares	87,5	2,45
	62,5	1,75
	37,5	1,05

A estratégia de seleção dos controladores é conduzida por meio de comparadores, tal como demonstra a Figura 4.10. Os sinais $Ctrl_{100}$, $Ctrl_{75}$, $Ctrl_{50}$ e $Ctrl_{25}$ assumem valores 1 ou 0 para ativo e inativo, respectivamente. Já os sinais \tilde{d}_{GA100} , \tilde{d}_{GA75} , \tilde{d}_{GA50} e \tilde{d}_{GA25} correspondem às ações de cada um dos controladores. A ação de controle resultante é matematicamente descrita por

$$\tilde{d} = Ctrl_{100} \cdot \tilde{d}_{GA100} + Ctrl_{75} \cdot \tilde{d}_{GA75} + Ctrl_{50} \cdot \tilde{d}_{GA50} + Ctrl_{25} \cdot \tilde{d}_{GA25} . \quad (4.25)$$

Cabe salientar que o sinal $\tilde{d}_{GA100} = -\mathbf{K}_{GA100} \cdot [\tilde{\xi} \quad \tilde{x}_d]^T$, sendo $[\tilde{\xi} \quad \tilde{x}_d]^T$ obtido como o desvio das variáveis com relação ao ponto de equilíbrio para a condição de 100% de carga. Os sinais \tilde{d}_{GA75} , \tilde{d}_{GA50} e \tilde{d}_{GA25} são obtidos de maneira semelhante. Além disso, os valores dos pontos de equilíbrio são subtraídos dos sinais provenientes dos sensores em cada controlador. Deste modo, os ganhos são aplicados sempre ao valor de perturbação dos estados, tal como esperado.

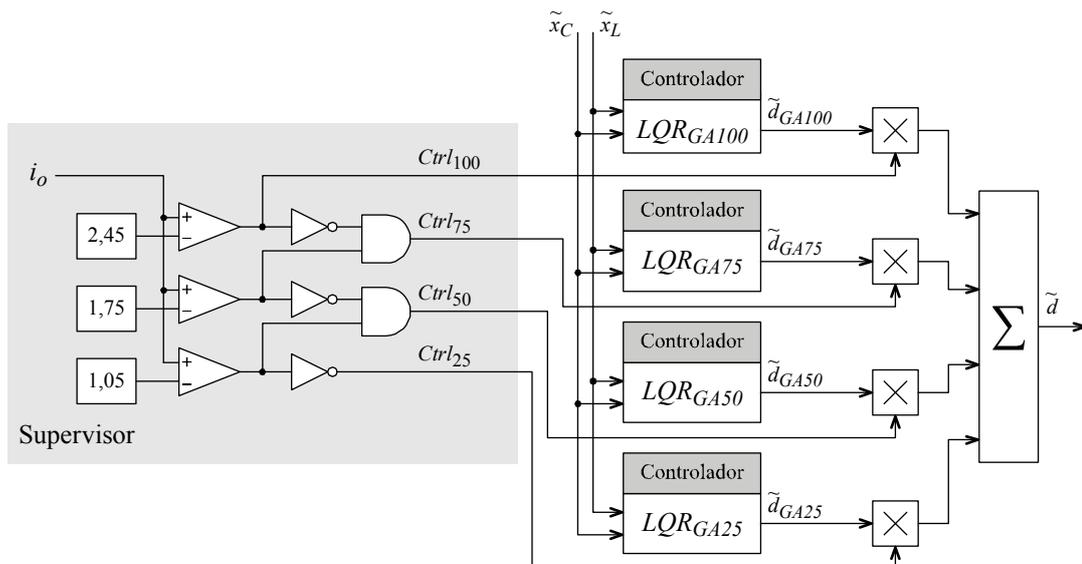


Figura 4.10 – Estratégia de seleção utilizada na comutação de controladores

Os resultados de simulação para esta abordagem serão apresentados na seção 4.3.3, na qual será analisada e comparada com a estratégia proposta a seguir.

4.3.2 – Combinação de controladores utilizando lógica *fuzzy*

Um dos problemas reportados na literatura acerca da comutação direta entre controladores é a descontinuidade na ação de controle, provocada pela súbita transição entre diferentes conjuntos de ganhos. Para minimizar este problema, analisar-se-á a aplicação de um controle supervisor baseado em lógica *fuzzy*. Com a utilização deste controlador, os sinais $Ctrl_{100}$, $Ctrl_{75}$, $Ctrl_{50}$ e $Ctrl_{25}$ passam a serem termos de ponderação e poderão assumir agora valores entre 0 e 1. Mais especificamente, estes sinais são resultados do processo de inferência de TSK que utiliza a média ponderada das ativações das regras como método de “defuzzificação”, de modo que

$$Ctrl_{100} = \frac{\sum_{i=1}^n w_i \cdot z_i}{w_i} \quad (4.26)$$

sendo que o mesmo se aplica aos sinais $Ctrl_{75}$, $Ctrl_{50}$ e $Ctrl_{25}$. O sinal de controle resultante será então obtido pela combinação de cada ação dos controladores LQR em (4.25), resultando, assim, em um sinal \tilde{d} sem variações abruptas, conforme desejado.

Dividindo a faixa de excursão da corrente de saída novamente em quatro setores, as funções de pertinência para a variável i_o podem ser rapidamente construídas, as quais são denominadas por B (valor baixo de corrente), MB (média baixo), MA (média alto) e A (corrente com valor alto, próximo ao valor nominal). Estas funções, ilustradas pela Figura 4.11, correspondem às quatro faixas de potência de saída utilizadas para o projeto de cada LQR – 25%, 50%, 75% e 100%, respectivamente.

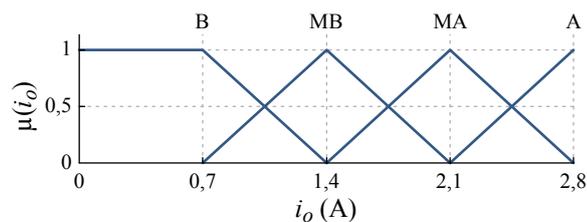


Figura 4.11 – Funções de pertinência do supervisor *fuzzy* baseado na corrente de saída do conversor

Uma vez que o controle supervisor necessita ter quatro saídas, faz-se necessário que também sejam projetados quatro conjuntos de regras para compor o sistema de inferência *fuzzy*. A formulação das bases de regras é bastante simples, sendo que o controlador a ser selecionado é aquele indicado pelo valor instantâneo da corrente elétrica que atravessa os terminais da carga. A Tabela 4.7 apresenta a FAM para cada saída do controle supervisor.

Tabela 4.7 – Matrizes associativas *fuzzy* para o supervisor baseado na corrente de saída do conversor

	i_o			
	B	MB	MA	A
$Ctrl_{25}$	1	0	0	0
$Ctrl_{50}$	0	1	0	0
$Ctrl_{75}$	0	0	1	0
$Ctrl_{100}$	0	0	0	1

É importante salientar que a base de regras deve ser projetada de tal forma que, para cada ponto pertencente ao universo de discurso das variáveis de entrada, o somatório das saídas do controle supervisor resulte sempre na unidade.

Definidas as características gerais do controle supervisor *fuzzy*, a Figura 4.12 apresenta a estratégia de gerenciamento aplicada aos múltiplos controladores.

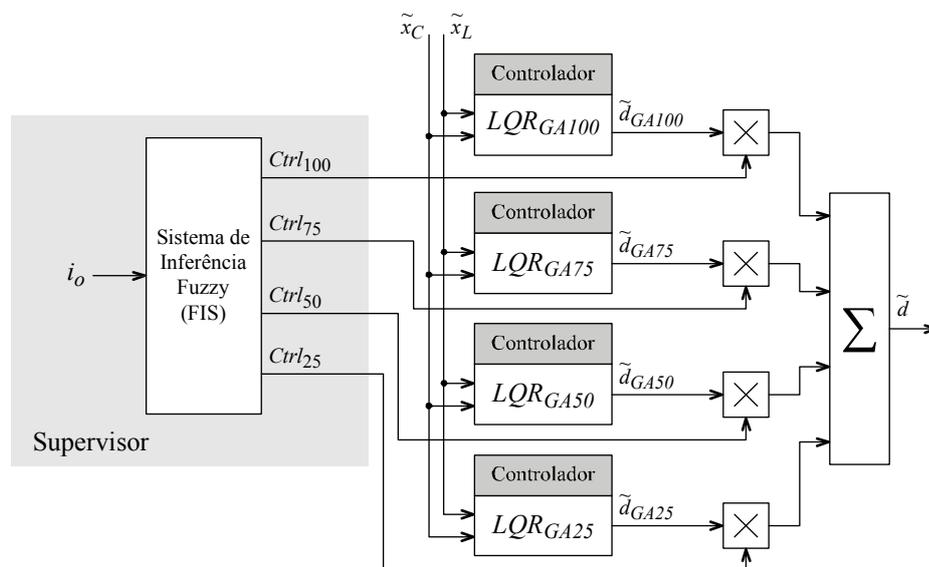


Figura 4.12 – Estratégia aplicada para a combinação de múltiplos controladores

Os resultados de simulações, bem como a análise comparativa com técnica de comutação de controladores são apresentados a seguir.

4.3.3 – Resultados e comparações entre os métodos

Para que a abordagem desenvolvida até o momento seja verificada, são efetuadas simulações em que a carga é perturbada conforme especificado por

$$\left\{ \begin{array}{ll} t < 15 \text{ ms} & P_o = 100\% \\ 15 \text{ ms} \leq t < 30 \text{ ms} & P_o = 75\% \\ 30 \text{ ms} \leq t < 45 \text{ ms} & P_o = 50\% \\ 45 \text{ ms} \leq t < 60 \text{ ms} & P_o = 25\% \\ t \geq 60 \text{ ms} & P_o = 100\% \end{array} \right. \quad (4.27)$$

A Figura 4.13 ilustra as principais formas de onda obtidas a partir da simulação da estratégia para comutação de controladores utilizando a corrente de saída do conversor como variável de decisão. Em (a) e (b) são ilustradas as formas de onda da tensão de saída v_o e da corrente na entrada do conversor i_i , respectivamente. A corrente na saída do conversor é apresentada em (c) juntamente com os limiares de cada setor utilizado pelo controle supervisor. Por fim, em (d) são ilustrados os diagramas de seleção para cada controlador, ou seja, os sinais de saída do supervisor. Em (c) e (d) observa-se que quando o valor da variável de decisão adentra no setor atribuído a um determinado controlador, o mesmo é selecionado, tal como esperado.

As formas de onda mais relevantes ao estudo, obtidas a partir da simulação da estratégia para combinação de controladores baseada em lógica *fuzzy*, e utilizando a corrente de saída do conversor como variável de decisão, são ilustradas pela Figura 4.14. Em (a) e (b) são respectivamente apresentadas as formas de onda para a tensão de saída e a corrente de entrada no conversor. A corrente de saída é ilustrada em (c), juntamente com os centros das funções de pertinência para a variável de entrada do controle supervisor. Em (d) são ilustradas as saídas do supervisor, na qual se destacam os instantes seguintes a 60 ms em que os sinais $Ctrl_{100}$ e $Ctrl_{75}$ assumem valores intermediários a 0 e 1. Com isto, a ação de controle torna-se resultado da combinação dos sinais \tilde{d}_{100} e \tilde{d}_{75} .

A Figura 4.15 compara as metodologias de múltiplos controladores propostas com os resultados obtidos por um único controlador otimizado por algoritmos genéticos, sendo também ilustrados os sinais de saída dos controles supervisores.

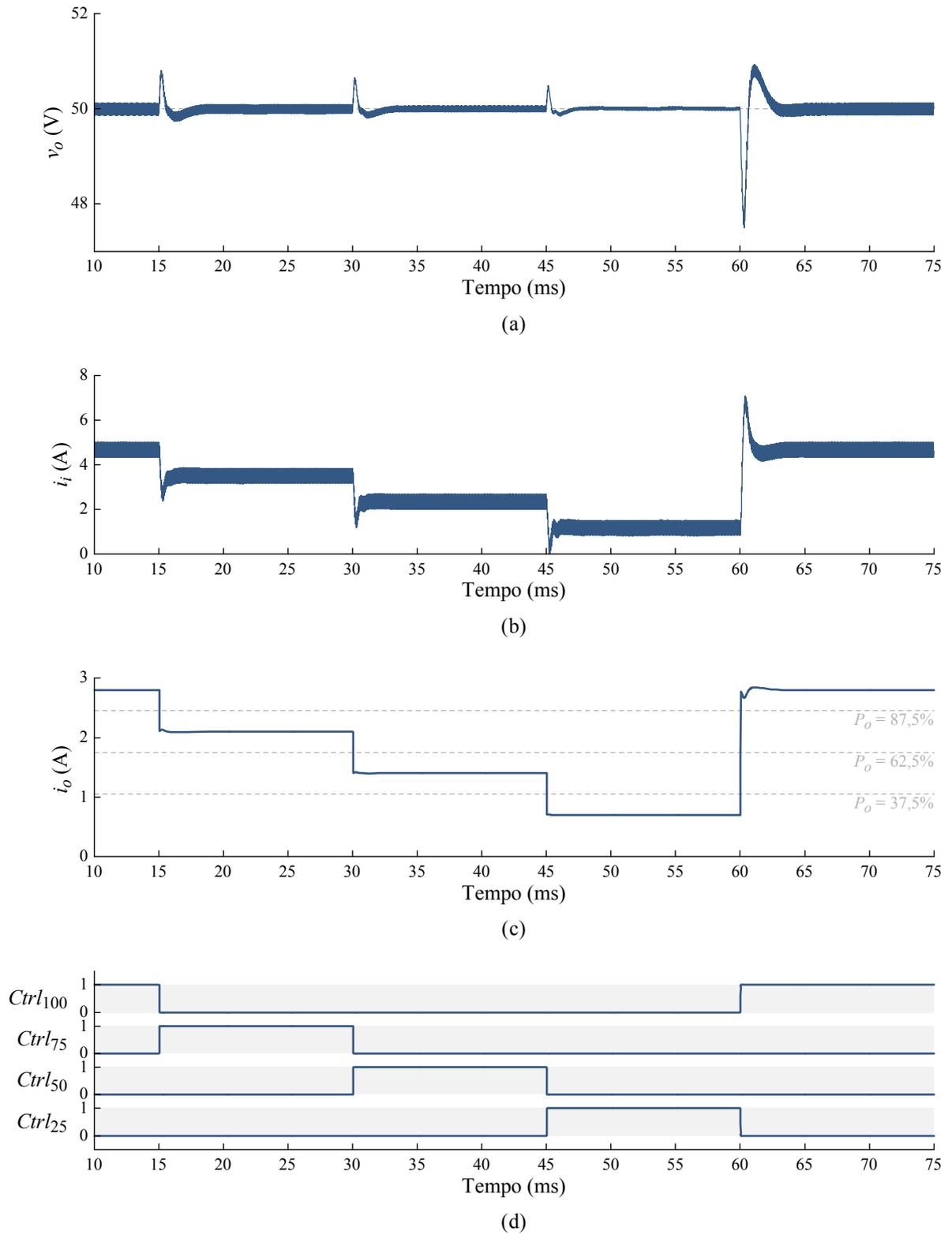


Figura 4.13 – Principais formas de onda para a comutação de controladores com base em i_o
 (a) tensão de saída; (b) corrente na entrada do conversor;
 (c) corrente na carga; (d) saídas do controle supervisor

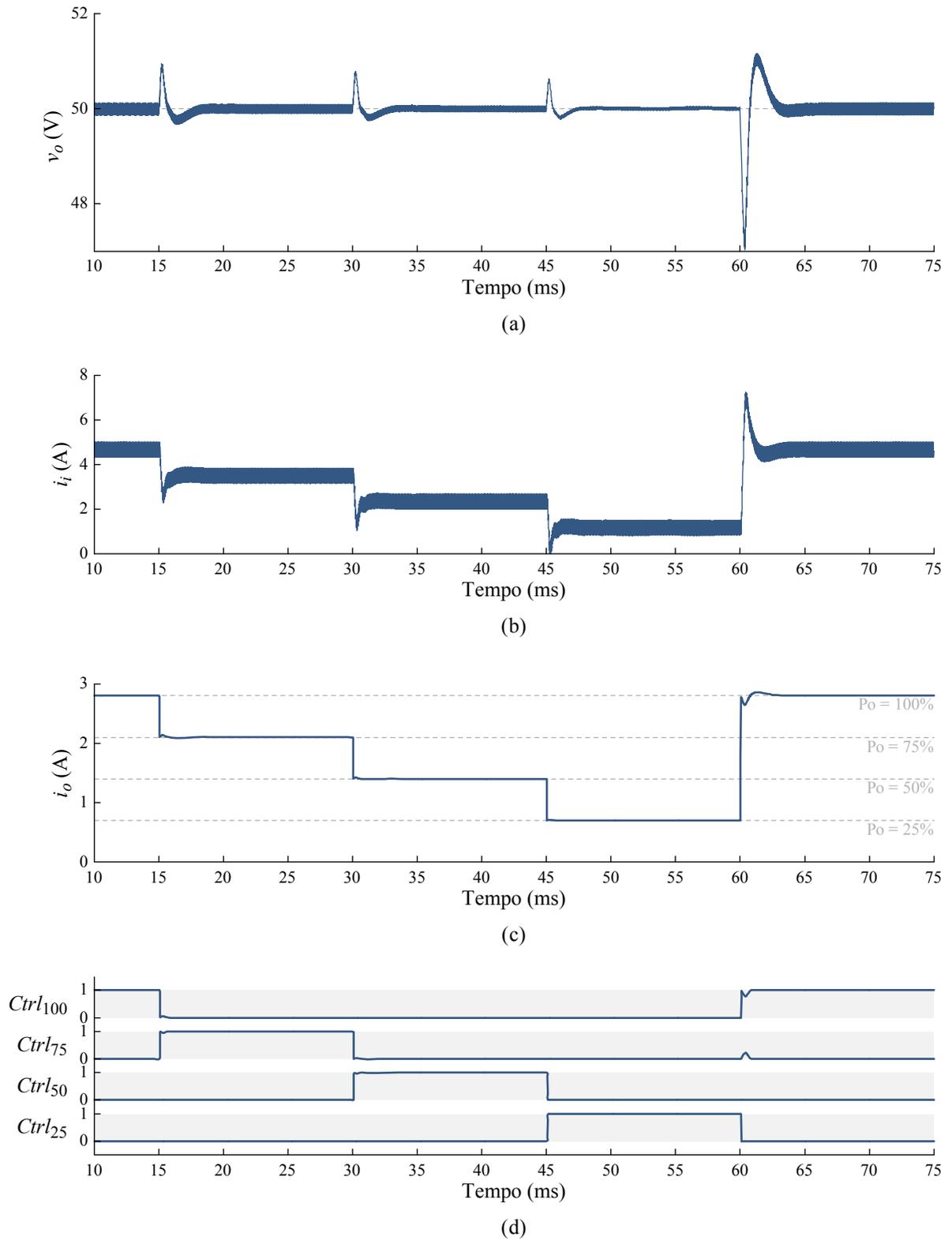


Figura 4.14 – Principais formas de onda para a combinação de controladores com base em i_o
 (a) tensão de saída; (b) corrente na entrada do conversor;
 (c) corrente na carga; (d) saídas do controle supervisor

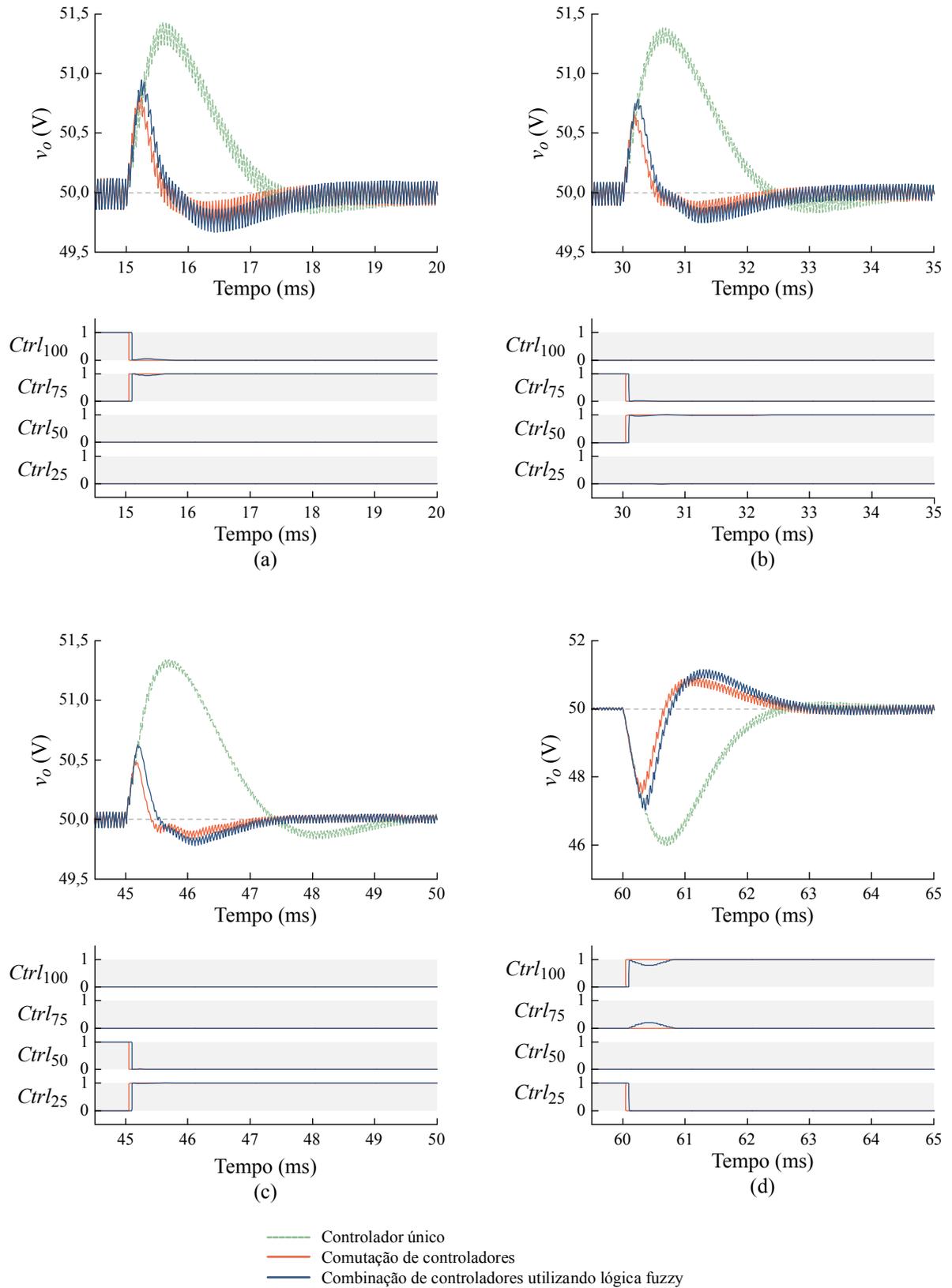


Figura 4.15 – Comparativo de resultados para decisão com base em i_o
 (a) comutação de 100% para 75% de carga; (b) comutação de 75% para 50% de carga;
 (c) comutação de 50% para 25% de carga; (d) comutação de 25% para 100% de carga

Para todos os casos ilustrados acima é notável a melhoria de desempenho do conversor quando ao mesmo são aplicadas as metodologias de múltiplos controladores. Índices de desempenho como sobressinal e tempo de acomodação são todos reduzidos quando comparados ao caso com um único controlador.

4.4 – Estimador da resistência de carga

Uma vez que a medição da corrente de saída no conversor não é comumente efetuada, a tomada de decisão com base nessa variável requer a disponibilidade de um sensor. Como alternativa esta seção explora a utilização de outra variável de decisão, a resistência de carga estimada.

Uma das leis fundamentais na análise de redes é o teorema de Tellegen [76], o qual estabelece que

$$\sum_{k=1}^n v_k(t) \cdot i_k(t) = 0 \quad (4.28)$$

sendo n o número de ramos conectados ao nó analisado, v_k e i_k denotam as tensões e correntes do circuito, respectivamente. O teorema de Tellegen pode ser aplicado a diversos tipos de sistemas, nos quais se pressupõe haver a conservação de fluxo e a unicidade dos potenciais entre os nós da rede. Sob o ponto de vista da análise de circuitos elétricos, isto implica que as leis de Kirchoff para tensão e corrente devem ser válidas.

A aplicação do teorema de Tellegen ao conversor boost resulta no balanço de energia instantâneo, definido por

$$v_i(t) \cdot i_i(t) = v_o(t) \cdot i_o(t) + L \cdot \frac{d i_L(t)}{dt} \cdot i_L(t) + C \cdot \frac{d v_C(t)}{dt} \cdot v_C(t) \quad (4.29)$$

assumindo que as resistências parasitas do indutor e do capacitor são desprezíveis. A equação acima pode ser reescrita de forma compacta como

$$P_i = P_o + \sum \Delta \varepsilon \quad (4.30)$$

sendo P_i a potência entregue pela fonte, P_o a potência consumida pela carga e $\Delta \varepsilon$ as variações de energia no indutor e no capacitor. Resolvendo (4.29), isolando a resistência de carga e sabendo que $i_i = x_L$ e $v_C \cong x_C$, obtém-se

$$\hat{R}_L = \frac{x_C^2}{v_i \cdot x_L - L \cdot \frac{d x_L}{dt} x_L - C \cdot \frac{d x_C}{dt} \cdot x_C} \quad (4.31)$$

sendo \hat{R}_L é a resistência de carga estimada.

Apesar de aumentar a complexidade de cálculo, os termos derivativos da equação (4.31) são fundamentais para a correta estimativa da resistência na ocorrência de perturbações de carga. Nestes eventos, para que se reestabeleça o equilíbrio energético do conversor, a corrente no indutor deve ser aumentada de modo a incrementar a quantidade de energia transferida ao capacitor, para o caso de aumento de carga, e vice-versa. Tais variações energéticas não refletem a potência consumida pela carga, de modo que a simples igualdade $P_i = P_o$ é inexata nos períodos transitórios. O desprezo dos termos derivativos adiciona erros consideráveis no valor \hat{R}_L em seu período mais crítico e, por consequência, a tomada de decisão pode ser prejudicada, ocasionando a escolha de um controlador menos apropriado para a situação e degradando a resposta transitória.

As subseções a seguir apresentam o reprojeto dos controles supervisores para a utilização da resistência de carga estimada como variável de decisão.

4.4.1 – Comutação de controladores revisitada

A comutação de controladores a partir do valor da resistência de carga estimada utiliza o mesmo princípio e limiares de potência apresentado na seção 4.3.1. Nestes limiares, os valores de R_L são definidos na Tabela 4.8

Tabela 4.8 – Limiares para a comutação dos controladores com base em \hat{R}_L

	Potência de saída (%)	Resistência de carga (Ω)
Limiares	87,5	20,4
	62,5	28,57
	37,5	47,62

Uma vez que o controlador otimizado para a condição de potência nominal está associado agora ao menor valor de resistência, o controle supervisor deve ser reprojeto e sua nova configuração é ilustrada pela Figura 4.16

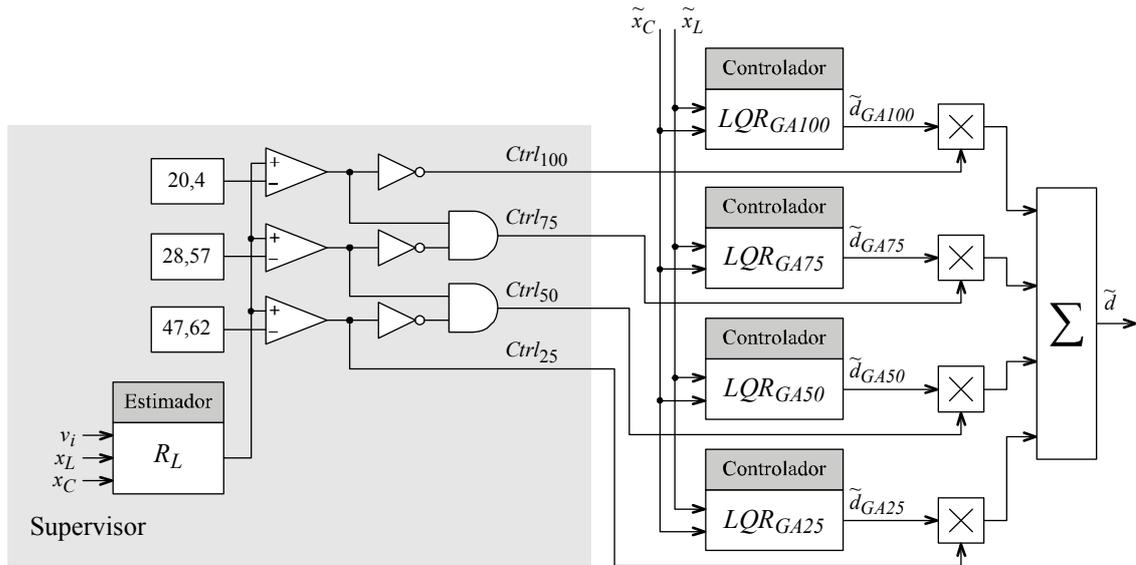


Figura 4.16 – Estratégia de seleção utilizada na comutação de controladores com base em \hat{R}_L

Os resultados de simulação para esta abordagem serão aplicados na seção 4.4.3, na qual será analisada e comparada ao controle supervisor *fuzzy* baseado na resistência de carga estimada como variável de decisão.

4.4.2 – Combinação de controladores revisitada

O projeto do controle supervisor *fuzzy* é feito de maneira semelhante ao controle baseado na corrente de saída. Quatro funções de pertinência segmentam o universo de discurso da variável de entrada, as quais são definidas por B (valor baixo de resistência – com o conversor operando próximo da potência nominal), MB (médio baixo), MA (médio alto) e A (resistência estimada com valor alto). Estas funções, cuja distribuição é ilustrada na Figura 4.17, estão mais uma vez associadas às quatro faixas de potência utilizadas no projeto dos controladores – 100%, 75%, 50% e 25% da potência de saída, respectivamente, e nos quais estão localizados os pontos de máximo das funções de pertinência.

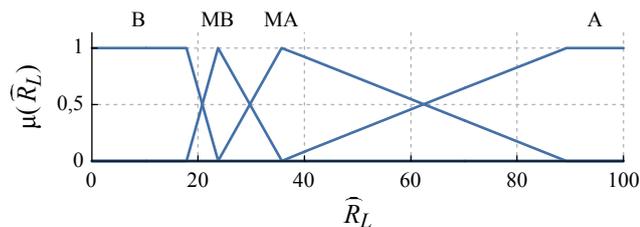


Figura 4.17 – Funções de pertinência do supervisor *fuzzy* baseado em \hat{R}_L

Novamente, o projeto da base de regras é bastante simples, bastando que o controlador mais adequado seja selecionado na condição de carga apropriada. A FAM para cada saída do controle supervisor é apresentada pela Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Matrizes associativas *fuzzy* para o supervisor baseado na resistência de carga estimada

	\hat{R}_L			
	B	MB	MA	A
<i>Ctrl</i> ₂₅	0	0	0	1
<i>Ctrl</i> ₅₀	0	0	1	0
<i>Ctrl</i> ₇₅	0	1	0	0
<i>Ctrl</i> ₁₀₀	1	0	0	0

O diagrama de blocos utilizado pela estratégia de combinação de múltiplos controladores a partir de um supervisor baseado em lógica *fuzzy*, cuja decisão é feita a partir da resistência de carga estimada, é ilustrado pela Figura 4.18.

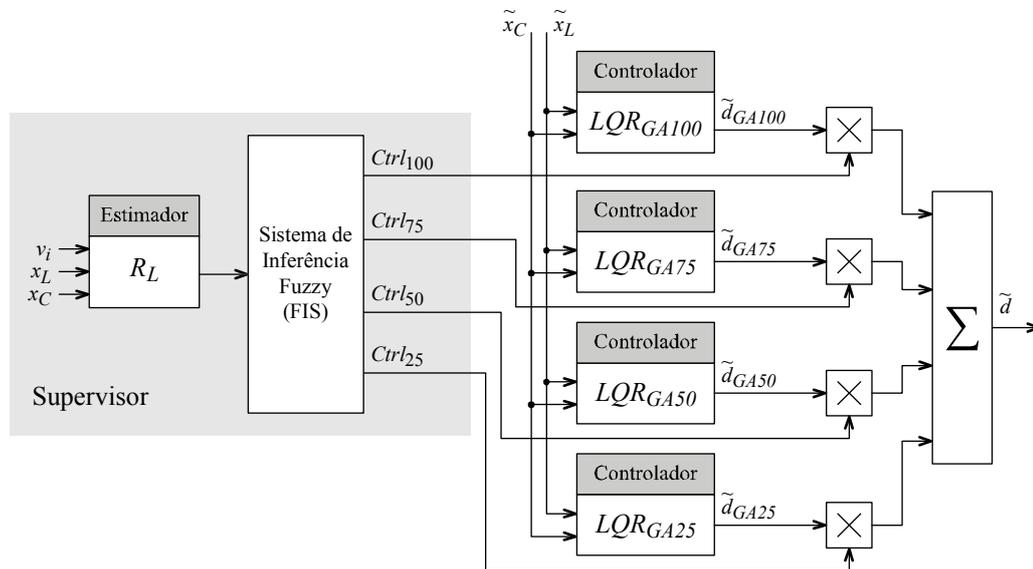


Figura 4.18 – Estratégia de combinação de múltiplos controladores com base em \hat{R}_L

Os resultados obtidos a partir desta abordagem são apresentados e discutidos na seção a seguir.

4.4.3 – Comparativo entre os métodos

Para verificar a utilização de um estimador da resistência de carga como variável de decisão para os controles supervisores são efetuadas simulações nas quais a carga é perturbada tal como nas simulações que utilizavam a corrente de saída do conversor como variável decisão.

As formas de onda mais relevantes ao estudo, obtidas pela simulação da metodologia de comutação de controladores, são ilustradas pela Figura 4.19. Em (a) e (b) são apresentadas as formas de onda para a tensão de saída e a corrente de entrada no conversor, respectivamente. A resistência de carga estimada é ilustrada em (c), juntamente com os limiares de cada setor utilizado pelo controle supervisor. Os sinais de saída do mesmo são ilustrados em (d), na qual se nota a presença de ruídos oriundos dos derivadores que compõe o estimador, principalmente quando o conversor opera com carga de 25% da potência nominal, no intervalo de 45 ms a 60 ms.

A Figura 4.20 ilustra os resultados obtidos na simulação da metodologia de combinação de controladores. Em (a) e (b) são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada do conversor. Em (c), ilustra-se a variável de decisão \hat{R}_L , bem como as linhas com os centros das funções de pertinência para a variável de entrada do controle supervisor. Por estas, percebe-se que o estimador é capaz de aproximar o valor da resistência de carga rapidamente e com boa precisão. As saídas do controle supervisor são ilustradas em (d), nas quais também se percebe a manifestação de ruídos presentes na variável de decisão. Todavia, os mesmos não prejudicam de maneira significativa o desempenho do sistema em malha fechada nestas simulações.

Por fim, a Figura 4.21 compara as metodologias de múltiplos controladores, cujos supervisores são baseados em \hat{R}_L , com os resultados obtidos por um único controlador com desempenho otimizado por algoritmos genéticos. Os sinais de saída dos controles supervisores são ilustrados também por esta figura.

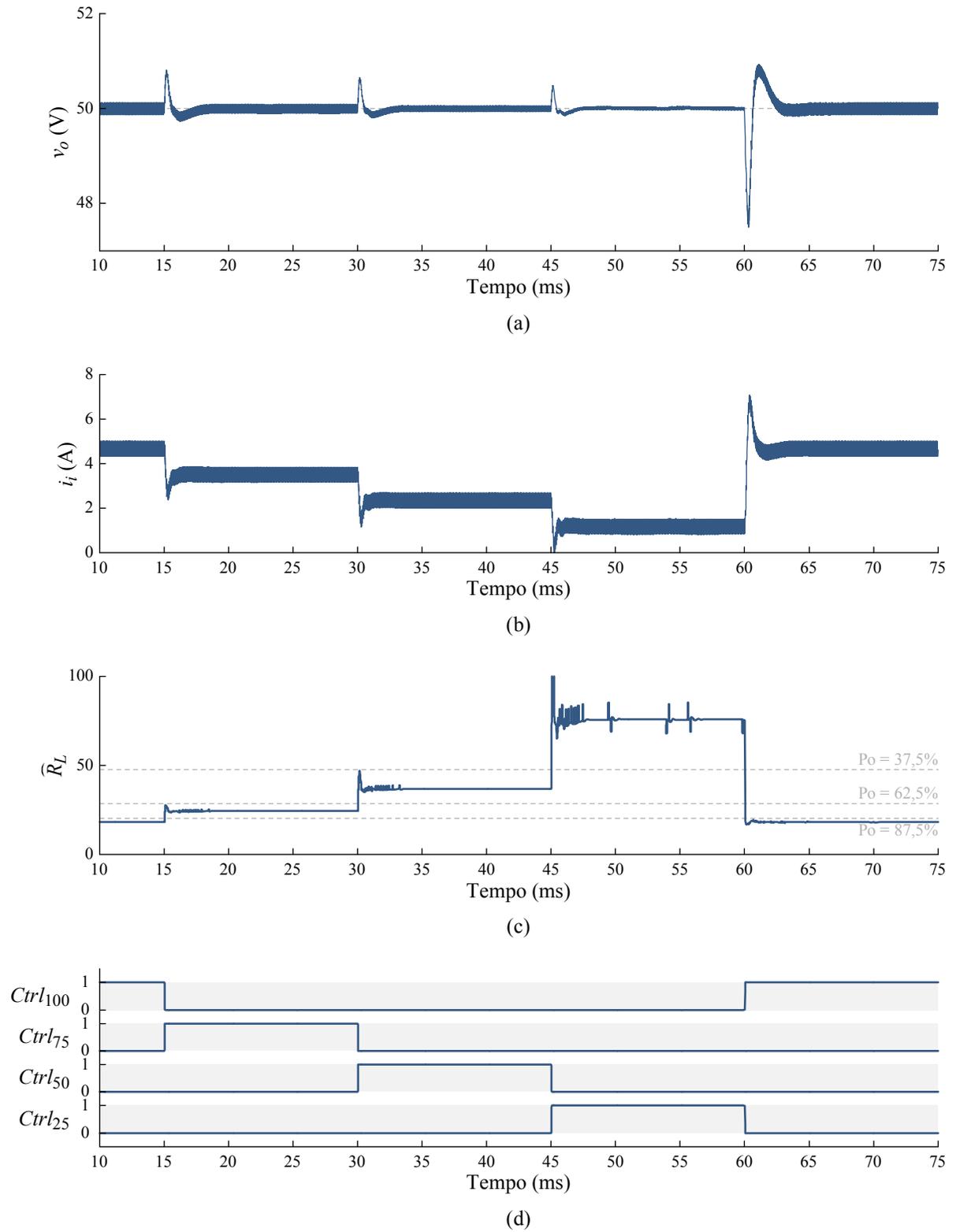


Figura 4.19 – Principais formas de onda para a comutação de controladores com base em \hat{R}_L

(a) tensão de saída; (b) corrente na entrada do conversor;
 (c) resistência de carga estimada; (d) saídas do controle supervisor

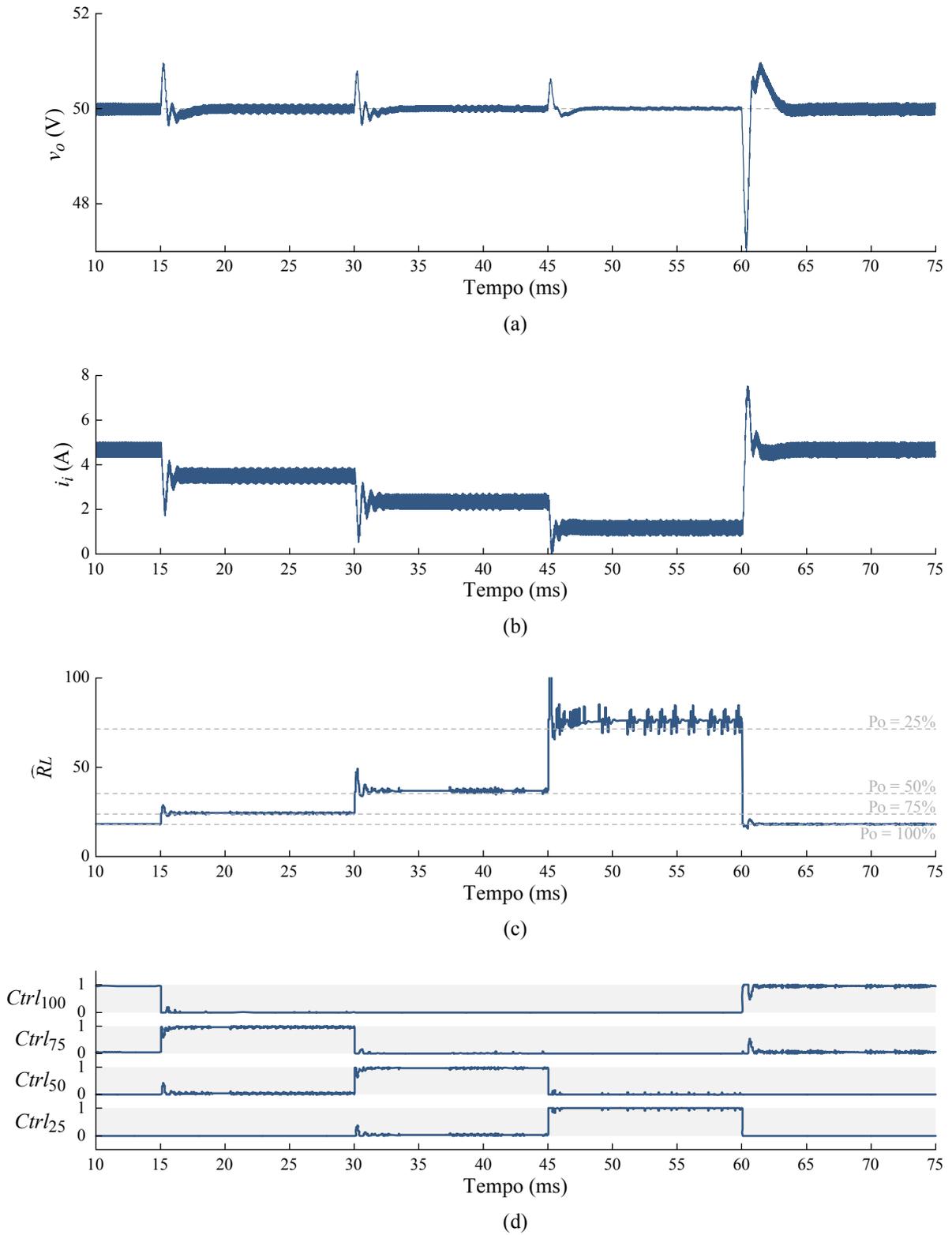


Figura 4.20 – Principais formas de onda para a combinação de controladores com base em \hat{R}_L
 (a) tensão de saída; (b) corrente na entrada do conversor;
 (c) resistência de carga estimada; (d) saídas do controle supervisor

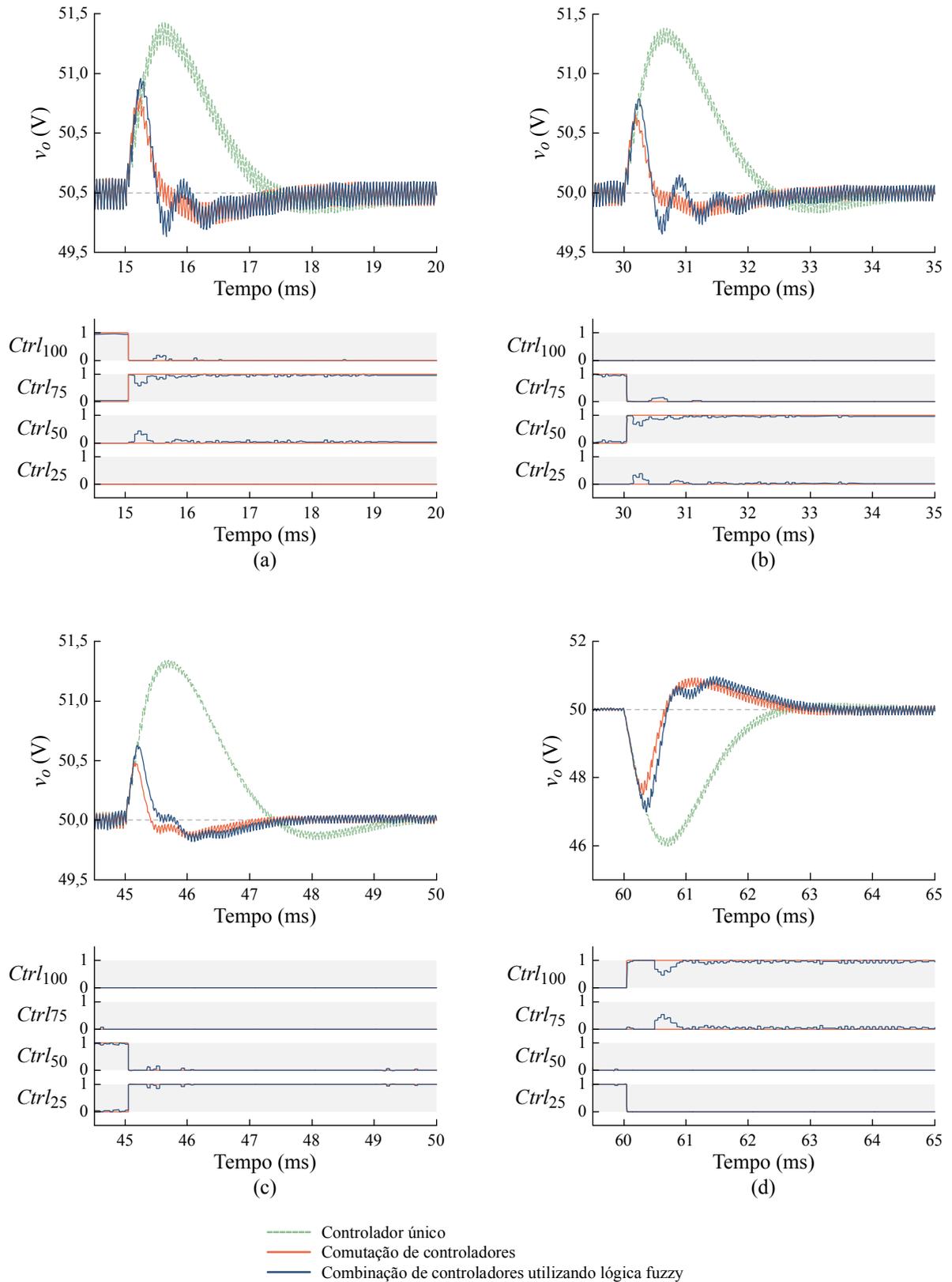


Figura 4.21 – Comparativos de resultados para decisão com base em \hat{R}_L
 (a) comutação de 100% para 75% de carga; (b) comutação de 75% para 50% de carga;
 (c) comutação de 50% para 25% de carga; (d) comutação de 25% para 100% de carga

Novamente, destaca-se que as aplicações de comutação e combinação de múltiplos controladores resultam em desempenhos dinâmicos melhores que a utilização de um único controlador nos casos analisados. A seguir são comparados os resultados obtidos pelas quatro metodologias de múltiplos controladores apresentadas.

4.5 – Análise comparativa das variáveis de decisão

Pelos resultados apresentados até o momento, demonstra-se que a aplicação de múltiplos controladores é capaz de melhorar significativamente a resposta dinâmica de sistemas em malha fechada. Para comparar quantitativamente os resultados obtidos, é calculado o critério ITSE de cada perturbação de carga para cada método estudado, sendo que os resultados são normalizados com relação à resposta do conversor com um único controlador e plotados na Figura 4.22. Em (a) são ilustrados os resultados para os controles supervisores cuja variável de decisão é a corrente de saída no conversor. Já em (b), apresentam-se os resultados para os supervisores baseados na resistência de carga estimada. As barras são agrupadas de acordo com cada comutação de carga efetuada e o critério de desempenho é calculado de forma a avaliar a acomodação da tensão de saída no intervalo entre cada comutação.

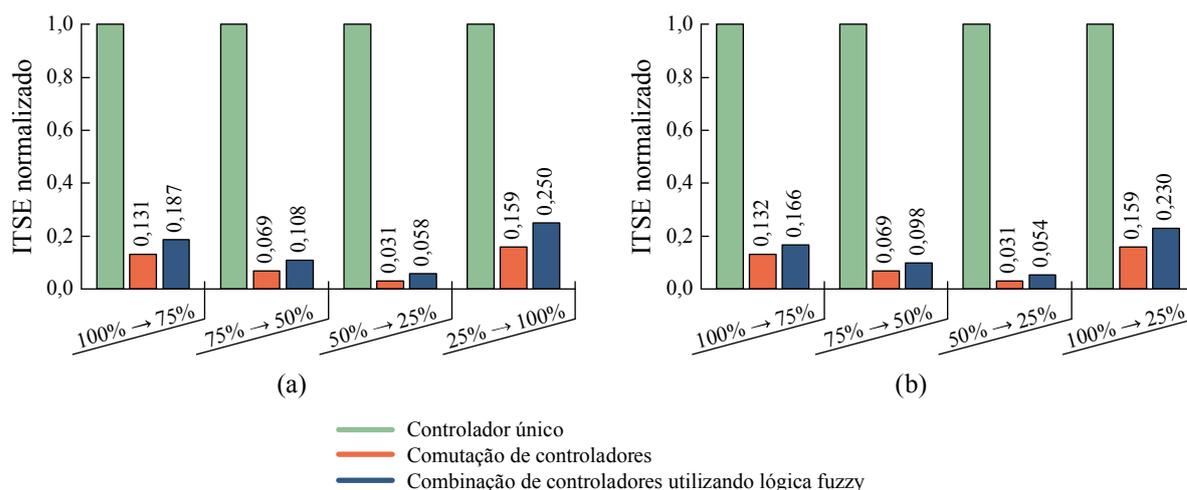


Figura 4.22 – Comparativo dos critérios ITSE normalizados para as decisões com base em i_o e \hat{R}_L

(a) resultados utilizando i_o ; (b) resultados utilizando \hat{R}_L

Pela figura, percebe-se que as metodologias de comutação apresentam resultados levemente superiores à combinação de controladores utilizando lógica *fuzzy*. Contudo, as perturbações de carga efetuadas foram favoráveis à metodologia de comutação, uma vez que os controladores corretos são selecionados tão logo o valor da variável de decisão adentre nos setores definidos para cada um. Esse mesmo desempenho não é observado quando a carga for alterada para outros valores, principalmente para valores próximos dos limiares. Por esta razão, testes de robustez são conduzidos e analisados a seguir.

4.5.1 – Teste de robustez para a decisão baseada na corrente de saída

Para verificar a robustez das metodologias de múltiplos controladores com decisão baseada na corrente de saída do conversor, efetuaram-se simulações em que as cargas foram alteradas para valores próximos dos limiares, conforme o estabelecido por:

$$\left\{ \begin{array}{ll} t < 20 \text{ ms} & P_o = 88\% \\ 20 \text{ ms} \leq t < 30 \text{ ms} & P_o = 62\% \\ 30 \text{ ms} \leq t < 40 \text{ ms} & P_o = 88\% \\ 40 \text{ ms} \leq t < 50 \text{ ms} & P_o = 37\% \\ t \geq 50 \text{ ms} & P_o = 88\% \end{array} \right. \quad (4.32)$$

As formas de onda mais significativas são ilustradas pela Figura 4.23, sendo que em (a) são ilustradas as formas de onda para a tensão de saída do conversor quando o mesmo é controlado por um único LQR otimizado por GA e por múltiplos controladores, comutados ou combinados com base na corrente de saída. No caso da comutação de controladores, percebe-se a redução no desempenho provocada por pequenas oscilações da corrente de saída nos intervalos transitórios logo após as perturbações de carga. Tais oscilações provocam a seleção errônea de um controlador por um pequeno intervalo de tempo, conforme ilustrado na Figura 4.23(c). As variações de ganho abruptas e rápidas ocasionadas pela comutação direta entre controladores provocam oscilações em \tilde{d} , conforme observado na Figura 4.23(b). Estas, por sua vez, acabam por prejudicar o desempenho do sistema em malha fechada.

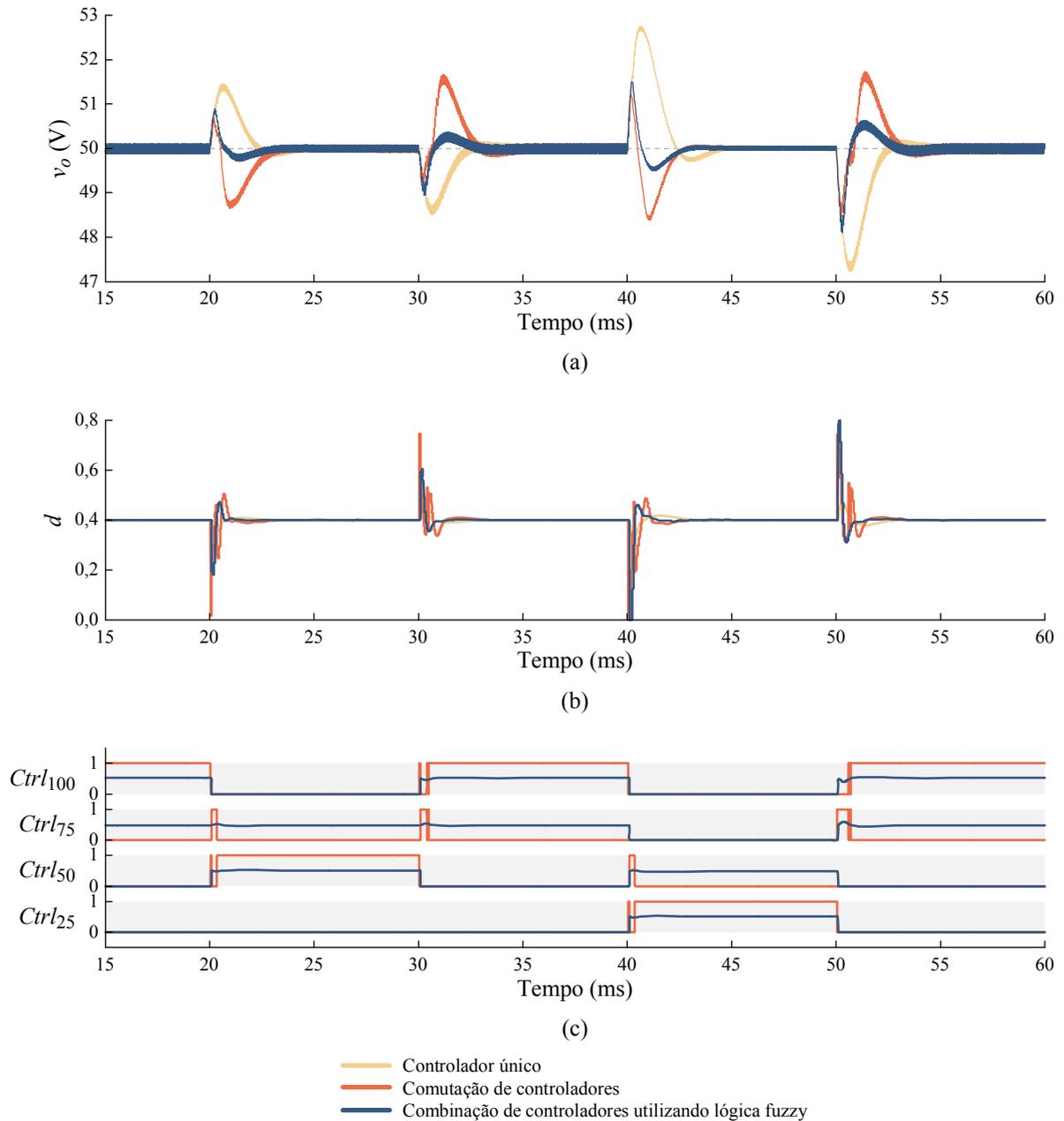


Figura 4.23 – Teste de robustez para perturbações de carga nas configurações baseadas em i_o
 (a) Tensão na saída do conversor; (b) sinal de controle; (c) saídas do controle supervisor

O comparativo dos critérios ITSE normalizados para a situação analisada é apresentado na Figura 4.24. Destaca-se que, enquanto o desempenho da comutação de controladores foi até pior quando comparado com o LQR único, o desempenho da combinação de controladores utilizando um supervisor baseado em lógica *fuzzy* foi mais de 80% superior ao LQR único para todos os casos.

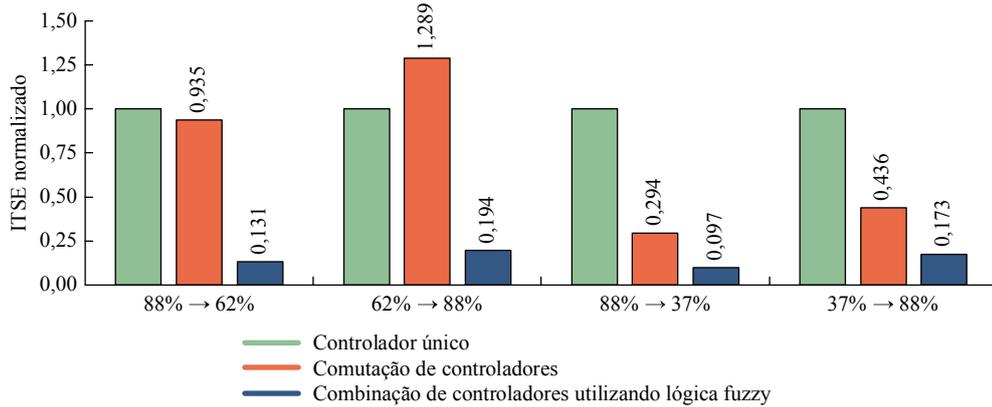


Figura 4.24 – Critérios ITSE para a análise de robustez das configurações baseadas em i_o

4.5.2 – Teste de robustez para a decisão baseada na resistência de carga estimada

Simulações semelhantes são efetuadas para as estratégias de múltiplos controladores baseadas na resistência de carga estimada. Contudo, para estes testes, o conversor é sujeito a perturbações de carga diferentes do caso anterior, sendo ainda mais afastadas dos limites dos setores associados a cada controlador. Para estas simulações, as cargas são comutadas seguindo a sequência definida por:

$$\begin{cases} t < 20 \text{ ms} & P_o = 100\% \\ 20 \text{ ms} \leq t < 30 \text{ ms} & P_o = 93\% \\ 30 \text{ ms} \leq t < 40 \text{ ms} & P_o = 66\% \\ 40 \text{ ms} \leq t < 50 \text{ ms} & P_o = 42\% \\ t \geq 50 \text{ ms} & P_o = 100\% \end{cases} \quad (4.33)$$

Os resultados das simulações são ilustrados pela Figura 4.25, pela qual fica claro o problema de sensibilidade associado à comutação de controladores. Mesmo com perturbações afastadas dos limiares, a comutação direta de um controlador para outro provoca descontinuidades em d . Por conseguinte, tais descontinuidades alteram o comportamento do sistema e da variável de decisão, podendo fazer com que o controle supervisor comute para outro controlador incorretamente, provocando nova descontinuidade em d . Tal como pode ser observado na Figura 4.25, em aproximadamente 23 ms pequenas variações na resistência de carga estimada provocaram a comutação errada para outro controlador, desencadeando a instabilidade do sistema.

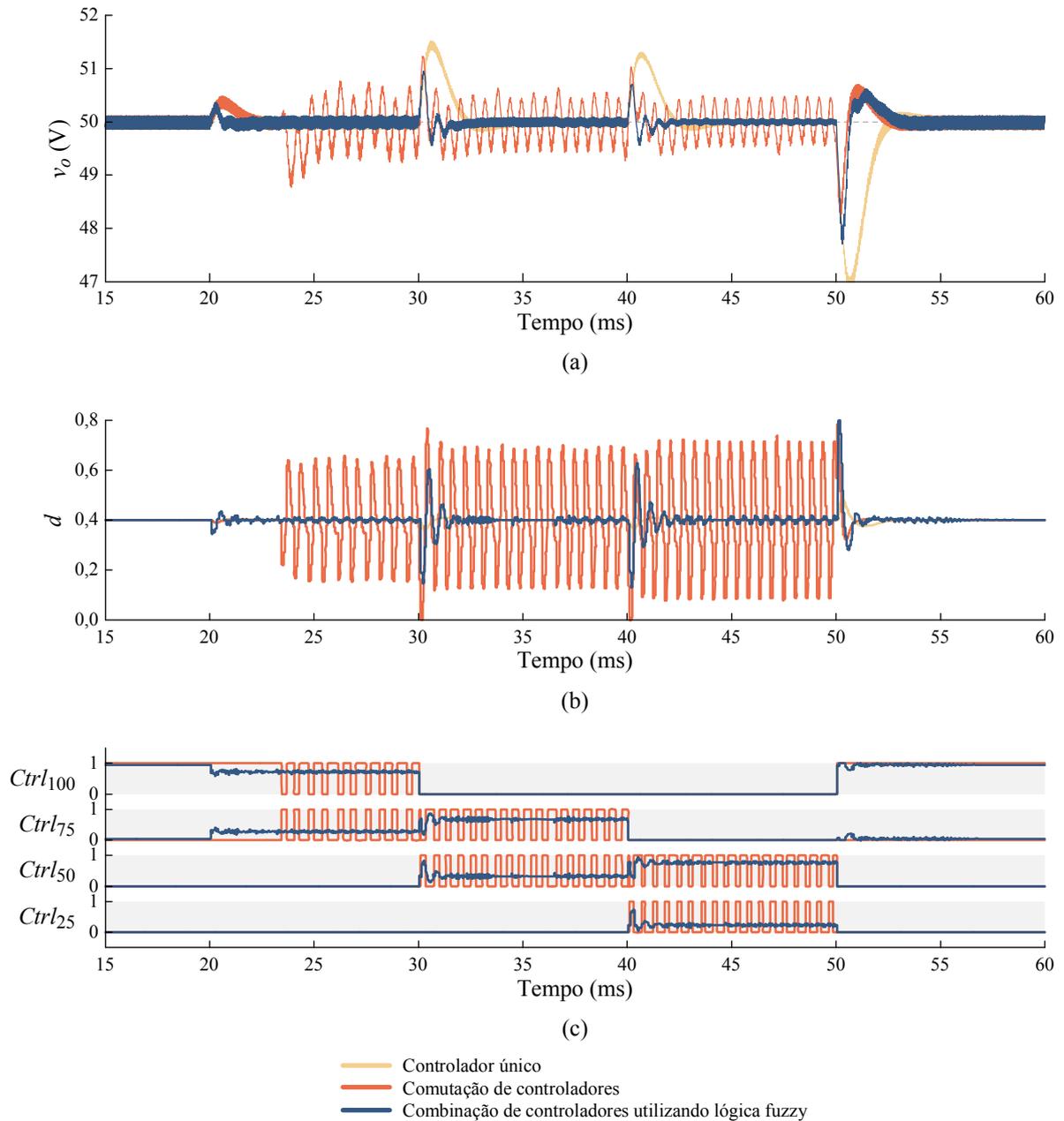


Figura 4.25 – Teste de robustez para perturbações de carga nas configurações baseadas em \hat{R}_L
 (a) Tensão na saída do conversor; (b) sinal de controle; (c) saídas do controle supervisor

A Figura 4.26 apresenta os critérios ITSE normalizados, obtidos a partir dos resultados das simulações apresentadas acima. Devido à instabilidade provocada, os três primeiros resultados para a comutação de controladores devem ser desconsiderados, uma vez que tais respostas são inaceitáveis.

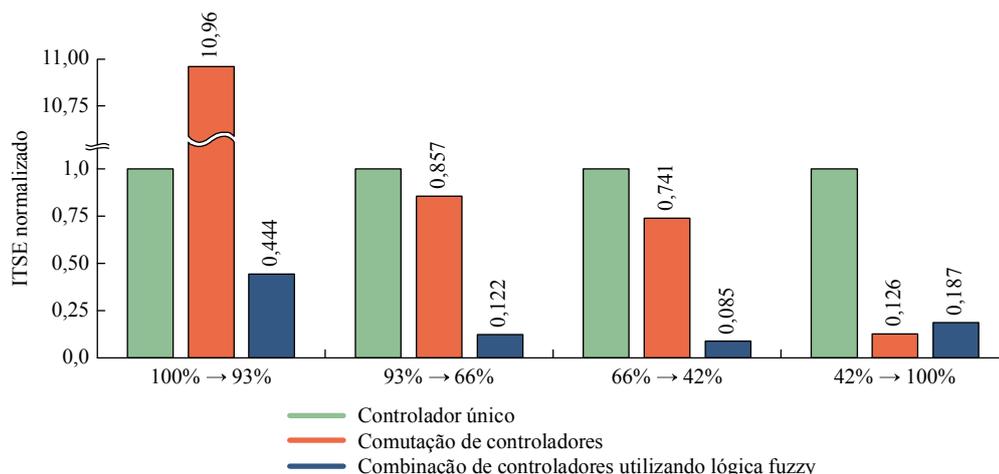


Figura 4.26 – Critérios ITSE para a análise de robustez das configurações baseadas em \hat{R}_L

A primeira comutação de carga, de 100% para 93% da potência nominal, ainda mantém o ponto de equilíbrio do conversor próximo ao qual o controlador único foi projetado e otimizado. Mesmo assim, a aplicação de múltiplos controladores combinados por um supervisor *fuzzy* já é bastante significativa, reduzindo o critério ITSE em mais de 50% quando comparado ao controlador único. A comutação de controladores não pode ser incluída na comparação, pois ocasionou a instabilidade da planta.

A transição suave entre controladores e a capacidade de resolução em meio a incertezas, garantem ao controle supervisor *fuzzy* maior imunidade a ruídos e menor sensibilidade a perturbações na variável de decisão. Tais características são verificadas em todas as simulações efetuadas, nas quais a combinação de múltiplos controladores foi a metodologia que resultou nas melhores respostas para o sistema em malha fechada.

4.6 – Considerações finais

O método tradicional para sintonia de controladores LQR foi apresentado e se demonstrou que mesmo com várias seções de tentativa e erro, não se pode garantir que o conjunto de parâmetros escolhidos resulte na melhor resposta dinâmica possível para o sistema. Tal como visto anteriormente, o ponto crucial no projeto de bons controladores LQR é a correta escolha das matrizes de ponderação \mathbf{Q} e \mathbf{R} . Assim, com o objetivo de otimizar o desempenho dos controladores, desenvolveu-se um algoritmo genético com base no SGA para a determinação das melhores matrizes de ponderação. Uma das vantagens desse algoritmo é a

possibilidade de serem utilizados resultados de simulação no processo de otimização, permitindo que os controladores sejam otimizados com a presença de erros de quantização e truncamento, perturbações e outras não idealidades verificadas na prática. Deste modo, têm-se controladores com maior robustez em relação a estas incertezas e imprecisões.

Na sequência, metodologias para aplicação de múltiplos controladores foram propostas e analisadas. Iniciando-se pela abordagem mais simples, utilizou-se a corrente de saída como variável para decisão dos controladores mais adequados para cada situação. Os resultados apresentados demonstram que a utilização de múltiplos controladores, corretamente sintonizados e selecionados, permite que sejam obtidas respostas dinâmicas ainda melhores quando comparadas ao desempenho verificado com um único controlador.

Numa tentativa de minimizar os custos adicionais com componentes, principalmente com relação ao sensor de corrente, a partir do teorema de Tellegen foi desenvolvido um estimador da resistência de carga, o qual utiliza sinais de sensores comumente encontrados em conversores de energia. Reprojetoando os controles supervisores para que suas decisões sejam então baseadas na resistência de carga estimada, a utilização de múltiplos controladores foi novamente analisada.

Embora tenha sido verificado que a metodologia de comutação de controladores apresente desempenho melhor que a metodologia de combinação de controladores utilizando lógica *fuzzy* em algumas situações, demonstrou-se que a comutação possui problemas sérios relacionados à robustez frente à variação de carga e baixa imunidade a ruídos. As descontinuidades na ação de controle, provocadas pela variação abrupta entre conjuntos de ganhos distintos podem levar o sistema à instabilidade. Por outro lado, também se demonstrou que mesmo na presença de ruídos nas variáveis de decisão, a característica própria da lógica *fuzzy* de resolução frente a incertezas garantiu a estabilidade do sistema nas situações analisadas.

Por fim, verificou-se que mesmo na ocorrência de pequenas perturbações de cargas, mantendo a demanda de potência ainda próxima da qual o controlador único foi projetado, o desempenho da metodologia de múltiplos controladores utilizando lógica *fuzzy* é significativamente superior quando comparado ao caso com controlador único. Deste modo, demonstra-se a aplicabilidade da metodologia proposta não apenas para situações de grandes perturbações de carga, mas também em casos em que esta perturbação é de magnitude reduzida.

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A verificação experimental dos controladores projetados e simulados ao longo do trabalho é apresentada neste capítulo utilizando um conversor boost bidirecional previamente disponível no laboratório cujas especificações são as mesmas dadas pela Tabela 4.1. Inicialmente, é feita a aferição dos controladores individuais, projetados para pontos de operação específicos e, na sequência, as metodologias de múltiplos controladores são avaliadas.

Os algoritmos de controle (cujos fluxogramas são apresentados no Apêndice B) foram implementados no DSP de ponto fixo TMS320F2812, da Texas Instruments. A conexão entre o DSP e o conversor é feita utilizando o conjunto de interface proposta em [77], o qual possui placas de sensores e transmissores de pulsos isolados, bem como os circuitos necessários ao condicionamento destes sinais. Tanto a frequência de comutação quanto a de amostragem são configuradas em 20 kHz, sendo que a amostragem dos sinais é feita aproximadamente no meio do período de comutação. Assim, as variáveis de controle são capturadas em um ponto próximo de seu valor médio, de modo que as mesmas tenham comportamento próximo ao modelo médio previamente equacionado. A Figura 5.1 ilustra a bancada utilizada nos testes. Nela, os pontos em destaque representam:

- A. Placa de desenvolvimento Spectrum Digital ezDSP TMS320F2812;
- B. Placa de interface com o DSP e placas de condicionamento de sinal compostas por amplificadores de instrumentação (sem filtros);
- C. Placa de interface com o conversor. Canais PWM isolados do DSP por meio de fibras ópticas;
- D. Placa com sensores de tensão isolados;
- E. Placa com sensores de corrente isolados;
- F. Conversor boost bidirecional;
- G. Resistor de 50 Ω ;
- H. Resistor de 27 Ω ;
- I. Osciloscópio Agilent 54624A (100 MHz, 200 MSa/s);
- J. Ponteiras de corrente Hewlet Packard 1146A (largura de banda de 0 a 100 kHz);

- K. Gerador de funções EMG TR-0458/D (utilizado para comandar as perturbações de carga);
- L. Fonte CC ajustável Tectrol TCA 300-10BR1A;
- M. Notebook com Code Composer Studio, utilizado para a programação de DSPs e microcontroladores da Texas Instruments.



Figura 5.1 – Bancada utilizada nos testes

Em todos os testes apresentados na sequência deste capítulo, o resistor de $50\ \Omega$ permanece conectado à saída do conversor em tempo integral, sendo que a cada 30 ms o resistor de $27\ \Omega$ é conectado em paralelo, aumentando a demanda de potência. Nesta configuração, a carga do conversor é perturbada continuamente entre 97% e 34% da potência nominal. Esta excursão é desejável para que se possa investigar o desempenho de controladores únicos frente a amplas variações de carga, e, conseqüentemente, amplas variações nos pontos de equilíbrio do conversor.

Em malha aberta, o conversor apresenta o comportamento dinâmico ilustrado pela Figura 5.2, na qual são destacados os valores máximo e mínimo da tensão de saída, bem como o valor de pico da corrente de entrada. Nesta e em todas as figuras que seguem, a tensão de

saída é exibida no canal 1 e a corrente de entrada no canal 2. Destaca-se que, embora a razão cíclica nominal de 0,4 tenha sido aplicada, a tensão média de saída do conversor é de aproximadamente 43 V, um elevado erro de regime permanente. Na tensão de saída, observam-se sobressinais de 17% e afundamentos de 10%, bem como um tempo de acomodação de pouco mais de 10 ms.

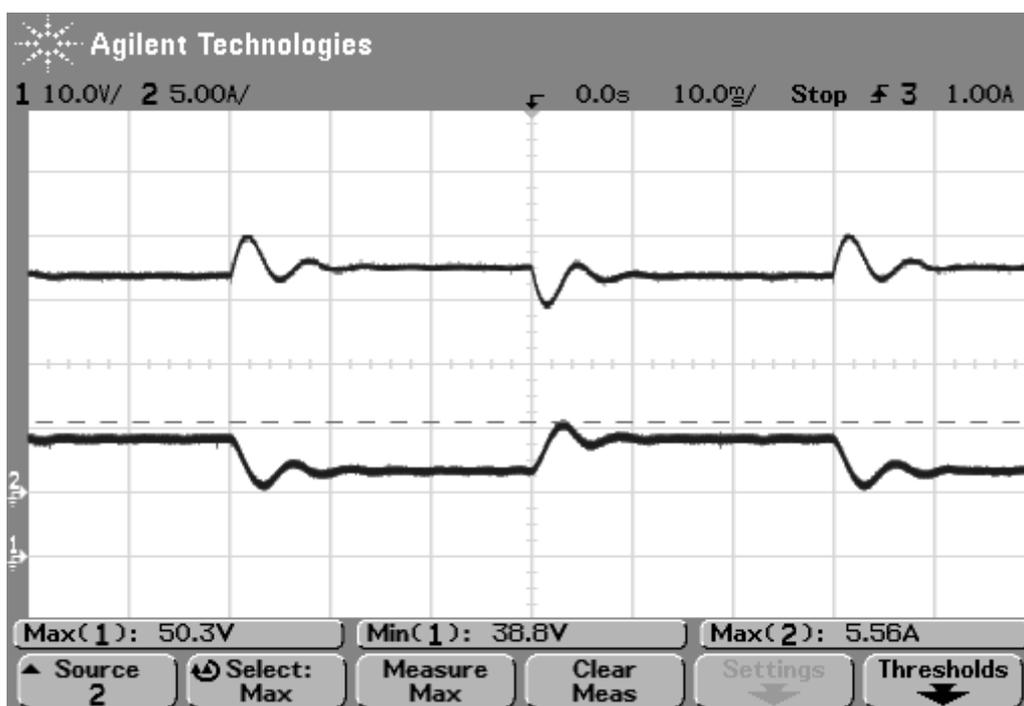


Figura 5.2 – Resposta do conversor em malha aberta para perturbações de carga

5.1 – Ensaio do LQR único projetado de maneira convencional

Neste ensaio empregou-se o controlador LQR projetado de maneira convencional, obtido por tentativa e erro, cujos ganhos são definidos em (4.9). As formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada, variáveis de estado utilizadas pelo controlador, são ilustradas pela Figura 5.3, na qual são destacados os pontos de máximo e mínimo da tensão de saída e o valor de pico da corrente de entrada.

Tal como esperado, verifica-se a melhoria da resposta dinâmica do conversor e o bom rastreamento da referência de 50 V, além da redução dos sobressinais na ocorrência das perturbações de carga. Neste caso, observam-se sobressinais de 15% e afundamentos de 14,4% na tensão de saída, bem como tempos de acomodação de pouco mais de 8 ms.

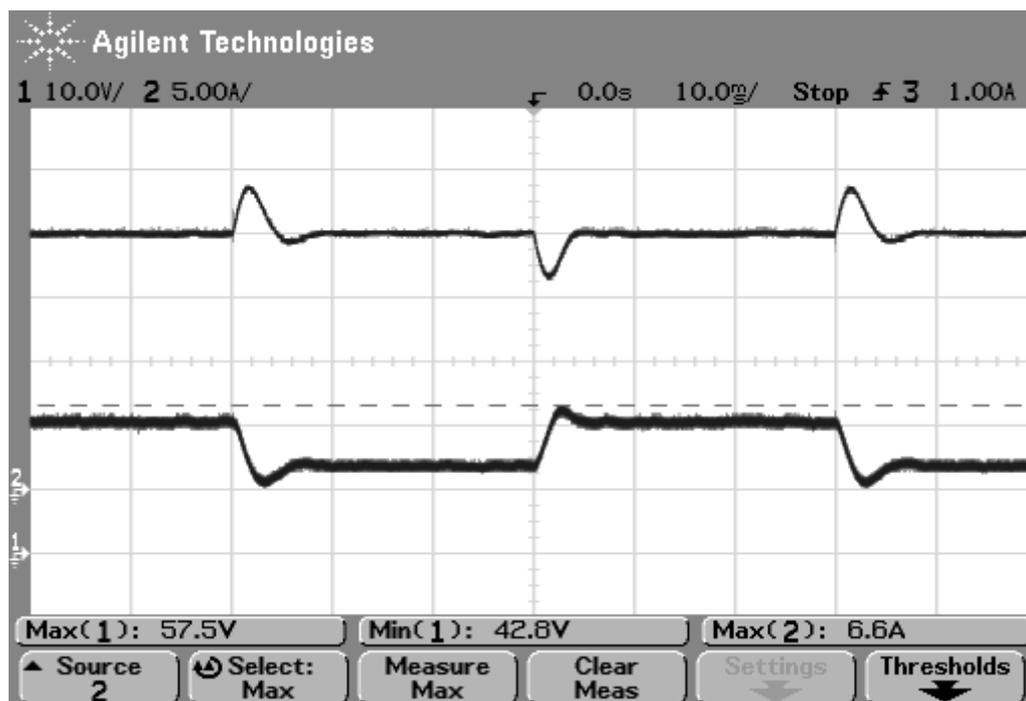


Figura 5.3 – Resposta dinâmica do LQR único projetado de maneira convencional

5.2 – Ensaio dos LQRs otimizados

Na sequência dos ensaios, cada controlador LQR otimizado pelo algoritmo genético é testado com o objetivo de validá-los individualmente antes de empregá-los nas metodologias de múltiplos controladores apresentadas. A Figura 5.4 ilustra a resposta dinâmica do controlador otimizado para 100% de carga cujos ganhos são dados por (4.14). Na tensão de saída são observados sobressinais de 11,8%, afundamentos de tensão de 12,4% e tempo de acomodação de 7 ms, aproximadamente. Novamente, destaca-se a otimização da resposta transitória obtida com a aplicação do algoritmo genético, atendendo os requisitos da função objetivo de minimizar o critério ITSE, o qual engloba tanto sobressinal quanto tempo de acomodação.

A resposta do conversor com um LQR otimizado para 75% de carga, cujos ganhos são definidos por (4.17), é ilustrada pela Figura 5.5. Nesta situação, são observados na tensão de saída sobressinais de 11,2%, afundamentos de 12,4% e tempos de acomodação de 5 ms.

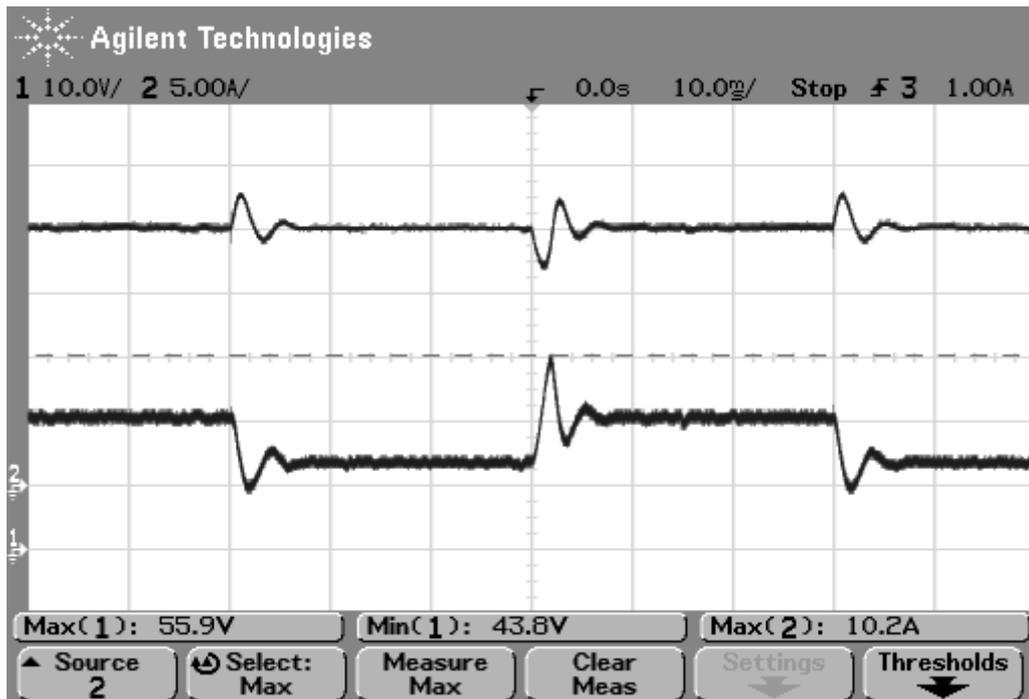


Figura 5.4 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 100% de carga

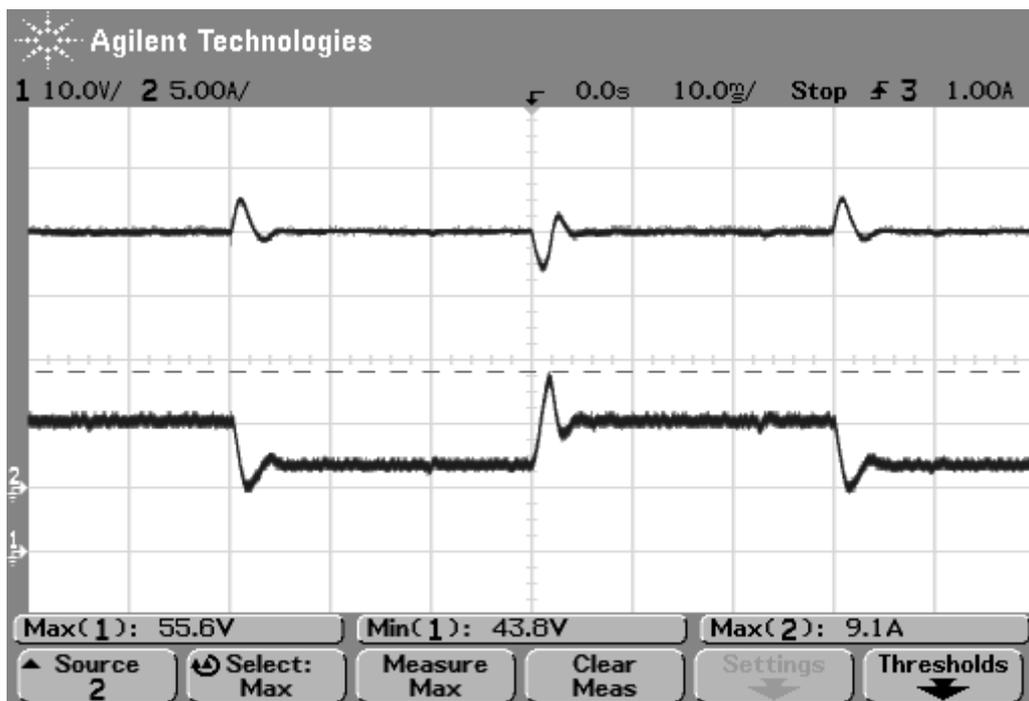


Figura 5.5 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 75% de carga

Na Figura 5.6 apresenta-se a resposta em malha fechada do conversor com o controlador otimizado para 50% de carga, cujos ganhos são definidos em (4.20). Nesta, na tensão de saída são observados sobressinais de 10,6%, afundamentos de tensão de 12,4% e tempos de acomodação de aproximadamente 5 ms.

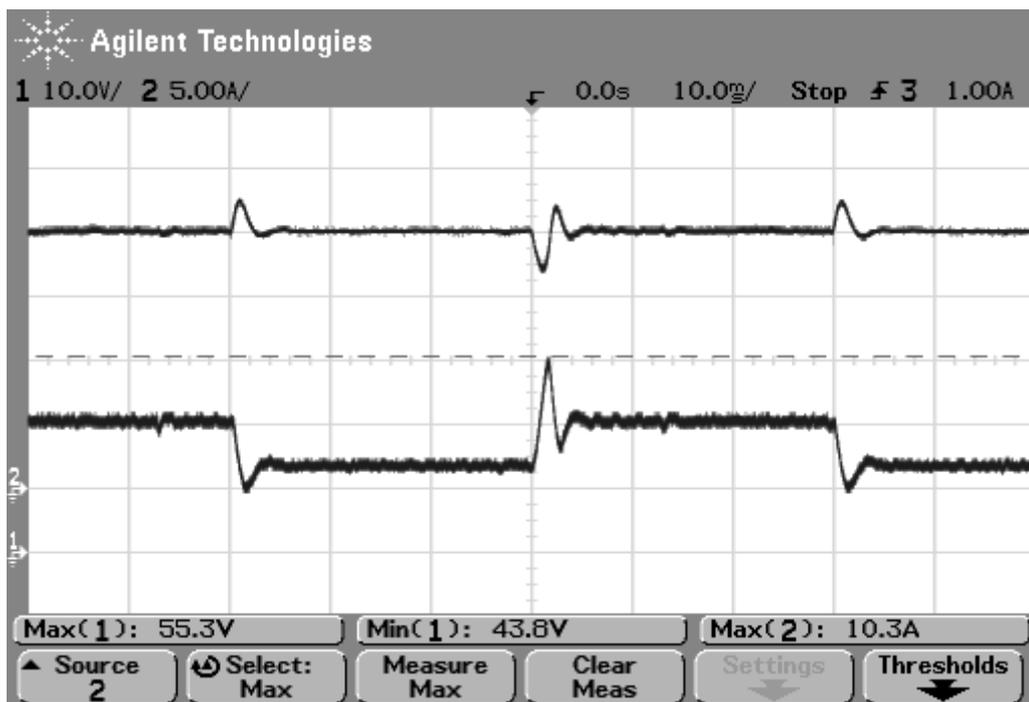


Figura 5.6 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 50% de carga

Por fim, a Figura 5.7 apresenta a resposta dinâmica do conversor controlado pelo LQR otimizado para 25% de carga, com os ganhos definidos em (4.22).

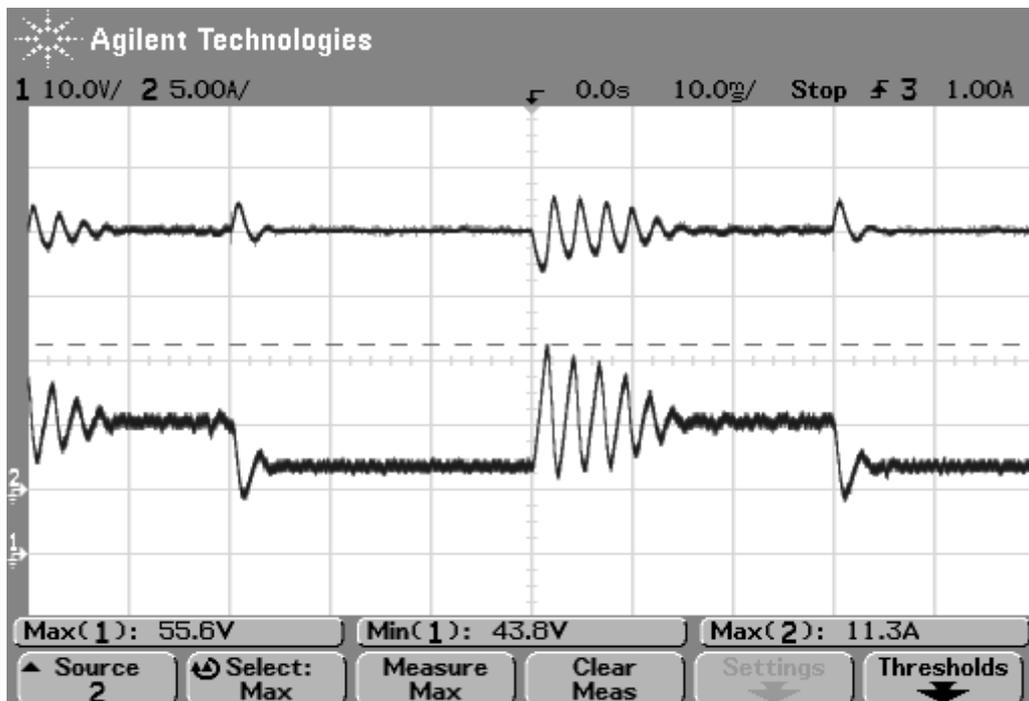


Figura 5.7 – Resposta dinâmica do LQR otimizado para 25% de carga

Para a retirada de carga ilustrada na figura acima, na tensão de saída são observados sobressinais de 8% com um tempo de acomodação de 5 ms. Contudo, quando a carga retorna a 97% observam-se afundamentos de 12,4% e tempos de acomodação de 16 ms.

Pelas figuras apresentadas, verifica-se que os controladores otimizados para 100%, 75%, e 50% de carga apresentam boas respostas transitórias e boa robustez com relação a amplas variações de carga. Contudo, destaca-se que o controlador otimizado para 25% de carga apresenta boa resposta apenas quando a carga é comutada para 34% da potência nominal, região próxima da qual foi projetado. Quando a carga é alterada para 97% da potência nominal a resposta dinâmica do conversor se torna oscilatória e inadequada. Este caso enfatiza o fato de que controladores projetados para um ponto de equilíbrio específico não garantem estabilidade quando os pontos de operação variam em largas faixas. Este fenômeno reforça na prática a necessidade de metodologias de controle como a proposta nesta dissertação, capazes de proporcionar boas respostas transitórias mesmo para largas faixas de operação.

Verificado que cada controlador individual garante boa resposta transitória para valores de carga próximos aos pontos de equilíbrio projetados, as aplicações de técnicas de múltiplos controladores são experimentadas nas seções seguintes.

5.3 – Ensaio da comutação de controladores com base na corrente de saída

A aplicação da comutação de controladores apresentada na seção 4.3.1 resulta na resposta dinâmica ilustrada pela Figura 5.8. Embora na retirada de carga observam-se sobressinais de 10% com tempos de acomodação de 5 ms, inicialmente melhorando o desempenho do conversor quando comparado aos casos em que um controlador único é empregado, o mesmo não se verifica na retomada de carga, quando são observados afundamentos de 13% na tensão de saída, com tempos de acomodação de 8 ms.

Este caso demonstra claramente o problema, citado anteriormente, que ocorre na comutação direta entre controladores. Devido à presença de ruídos nas medições e não idealidades diversas presentes em aplicações reais, as variações abruptas entre sinais de controle, provocadas pela comutação de diferentes conjuntos de ganhos, podem degradar significativamente a resposta dos conversores, ou mesmo levá-los à instabilidade.

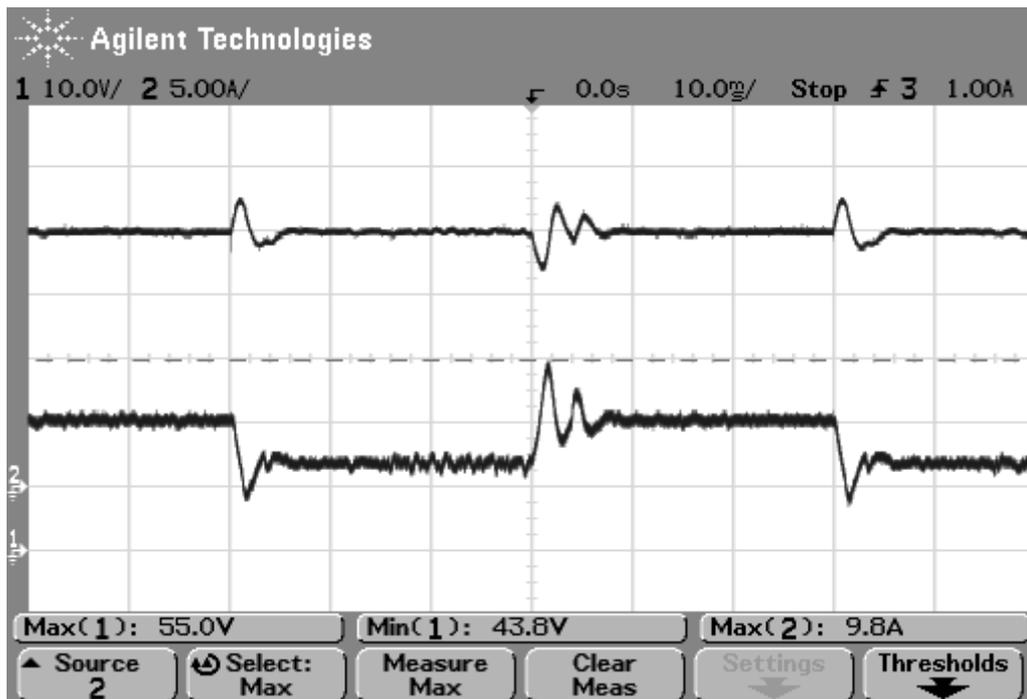


Figura 5.8 – Ensaio da comutação de controladores com base na corrente de saída

5.4 – Ensaio da combinação de controladores com base na corrente de saída

Para minimizar os efeitos das variações bruscas entre ações de controle existentes na comutação de controladores, a seção 4.3.2 apresentou um controle supervisor com base em lógica *fuzzy* que atribui ponderações a cada ação de controle dependendo do valor instantâneo da corrente de saída. Os resultados obtidos com a aplicação desta técnica são apresentados na Figura 5.9, a qual também ilustra as formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada.

Neste ensaio, a tensão de saída apresenta sobressinais de 9,4% e afundamentos de 12,4%, com tempos de resposta de 5 ms. Por esta figura, os benefícios provenientes da combinação das ações de controladores otimizados para pontos de equilíbrio específicos são claramente perceptíveis quando comparado com a Figura 5.3, que ilustra a utilização de um controlador único projetado de maneira convencional.

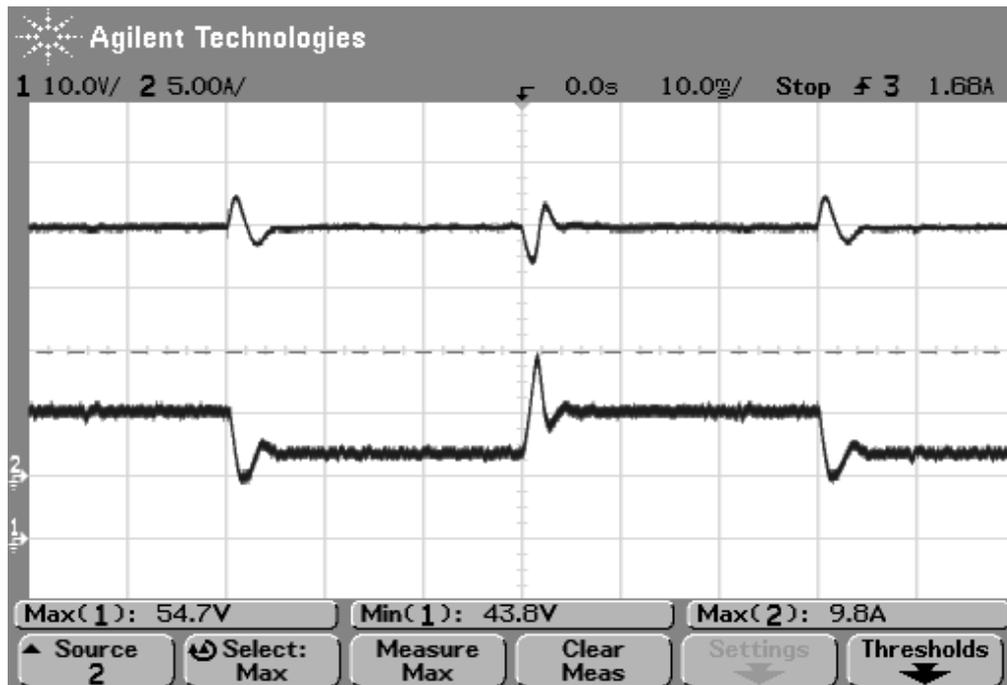


Figura 5.9 – Ensaio da combinação de controladores com base na corrente de saída

5.5 – Ensaio da comutação de controladores com base na resistência de carga estimada

A Figura 5.10 ilustra as formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada para a comutação de controladores com base na resistência de carga estimada.

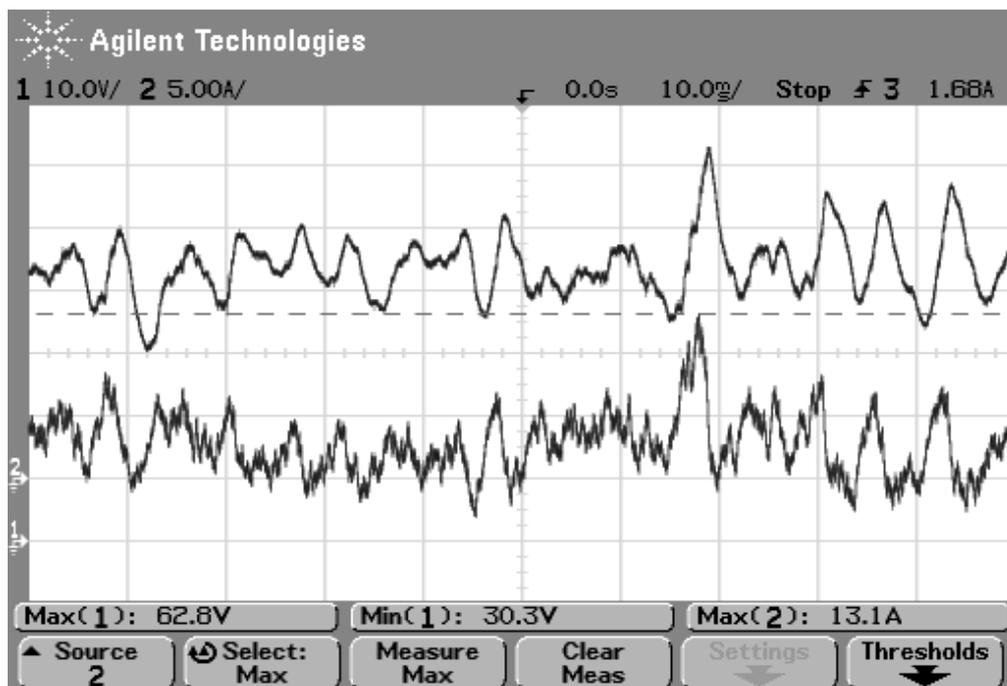


Figura 5.10 – Ensaio da comutação de controladores com base na resistência de carga estimada

Tal como verificado também nas simulações, os termos derivativos amplificam ruídos nos sinais de tensão e corrente, contribuindo com imprecisões no valor da resistência de carga estimada. Somado a isso, a variação abrupta no sinal de controle, provocada pela comutação direta entre controladores, deixou o conversor completamente instável.

5.6 – Ensaio da combinação de controladores com base na resistência de carga estimada

Os resultados obtidos com o emprego da estratégia de combinação de controladores utilizando um supervisor *fuzzy* com decisão baseada na resistência de carga estimada são apresentados na Figura 5.11

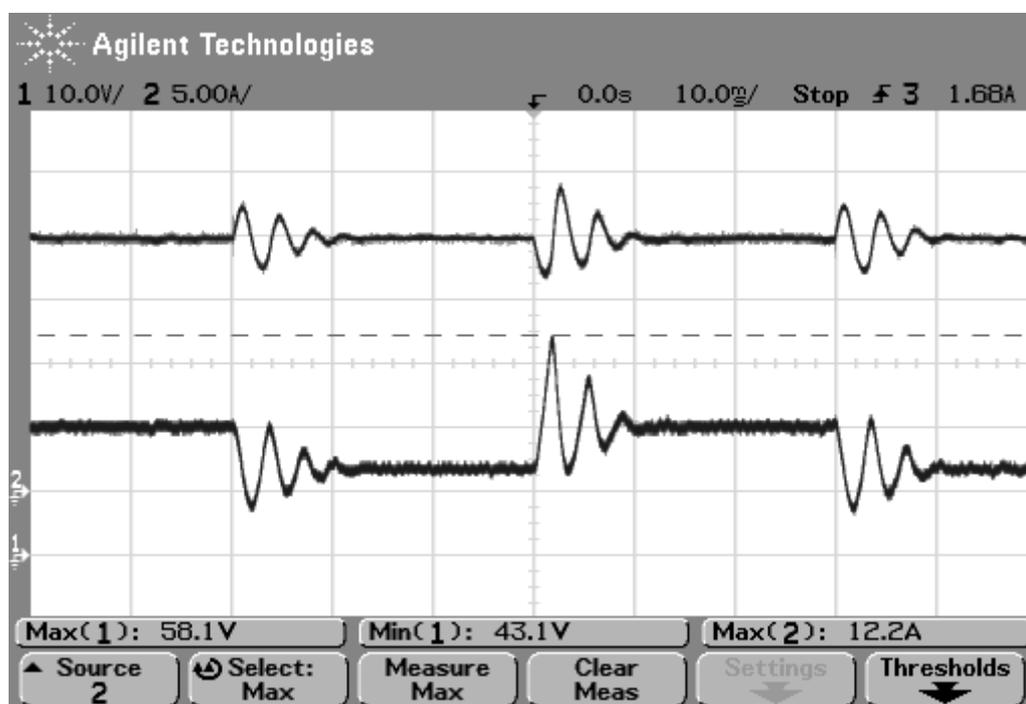


Figura 5.11 – Ensaio da combinação de controladores com base na resistência de carga estimada

A tensão de saída apresenta sobressinais de 16%, afundamentos de 13,8% e tempos de acomodação de aproximadamente 11 ms. Os resultados apresentados demonstram a grande capacidade de resolução em meio das incertezas e ruídos presentes na variável de decisão, comportamento que também pode ser observado nas simulações anteriormente apresentadas, o qual é uma das características da lógica *fuzzy*.

Em ambos os casos em que o estimador da resistência de carga foi testado, verificou-se pelos registros do Code Composer que nos instantes em que ocorrem as

perturbações de carga o valor do estimador torna-se incerto. Atribui-se este problema ao compromisso entre precisão e representatividade inerente a sistemas de ponto fixo. Ao mesmo tempo em que se deve ter precisão suficiente para representar valores de indutores e capacitores, deve-se ter precisão suficiente para representar valores de resistência que, devido aos termos derivativos, podem assumir valores elevados nos transitórios e provocar o estouro de variáveis no DSP.

5.7 – Considerações finais

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos com a aplicação de todas as técnicas apresentadas ao longo desta dissertação, na qual diversos tópicos abordados ao longo do trabalho foram verificados. Inicialmente demonstrou-se que a aplicação do algoritmo genético proposto cumpre com seu objetivo de otimizar a resposta dinâmica de controladores LQR, reduzindo os esforços do projetista na sintonia destes controladores. Posteriormente, comprovou-se a premissa de que controladores projetados para pontos de equilíbrio específicos não garantem estabilidade para amplas faixas de operação devido às não linearidades do conversor, fato que pode ser observado pela resposta dinâmica do controlador otimizado para 25% de carga.

Na sequência, demonstrou-se que a comutação de controladores pode prejudicar a resposta dinâmica de conversores de energia devido às transições abruptas entre ações de controladores. Contudo, a Figura 5.9 comprovou claramente os benefícios da proposta apresentada neste trabalho. Por meio da qual demonstrou-se, na prática, que a aplicação de múltiplos controladores, otimizados por algoritmos genéticos e combinados por meio de um supervisor baseado em lógica *fuzzy*, é capaz de melhorar significativamente a resposta dinâmica de conversores estáticos quando comparado à técnica convencional.

Como extensão da abordagem apresentou-se ao final deste capítulo os resultados experimentais das técnicas de múltiplos controladores em casos em que a decisão é baseada na resistência de carga estimada. Devido aos termos derivativos presentes na equação do estimador, ruídos de alta frequência são amplificados, principalmente nos instantes em que ocorrem as perturbações de carga. Estes ruídos somados às descontinuidades nas ações de controle provocadas pela comutação de controladores levou o sistema à instabilidade, tal

como observado nas simulações realizadas. Já a combinação de múltiplos controladores utilizando lógica *fuzzy* foi capaz de resolver tal instabilidade frente a estas incertezas, embora tenha apresentado desempenho pior que a aplicação de um único controlador.

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Esta dissertação abordou a aplicação de múltiplos controladores lineares para melhorar a resposta dinâmica de sistemas sujeitos a operação em diversos pontos de equilíbrio. Para demonstrar a proposta, analisou-se o caso de um conversor boost operando com carga variando em larga faixa.

Apresentou-se o processo de modelagem no espaço de estados para conversores que operam no MCC. A partir de um modelo não linear variante no tempo, demonstrou-se o desenvolvimento necessário para a obtenção de um modelo LTI, requisito importante para a aplicação de técnicas de controle linear. Os erros inseridos no processo de linearização foram analisados e mostrou-se que, para perturbações de mesma magnitude, o erro entre o modelo não linear e o linearizado é maior com o aumento da razão cíclica do ponto de equilíbrio. Além disso, foi apresentado o comportamento dinâmico do conversor quando a carga sofrer variações em largas faixas. Em razão da realocação dos polos da planta causados por esta variação, um único controlador linear tem dificuldade de garantir boa resposta dinâmica para vários pontos de operação, trazendo à tona a necessidade de uma proposta diferenciada à abordagem tradicional.

6.1 – Conclusões gerais

Do problema citado surge a principal motivação do presente trabalho, o qual estendeu as técnicas lineares para o controle de plantas não lineares com variações paramétricas no tempo através do uso de múltiplos controladores. Para isto, as três técnicas que serviram de base para o desenvolvimento da proposta foram apresentadas no Capítulo 3. Por meio do LQR tem-se um controlador ótimo que minimiza a energia exigida do atuador. Contudo, a resposta dinâmica deste tipo de controlador está diretamente ligada à escolha das matrizes de ponderação \mathbf{Q} e \mathbf{R} , as quais são geralmente obtidas após diversas sessões de tentativa e erro. Para que o controlador pudesse efetuar o rastreamento assintótico de uma entrada de referência em degrau, adiciona-se um integrador no modelo e, posteriormente, para

representar o atraso proveniente da implementação digital, aumenta-se de um estado as matrizes do sistema.

Uma vez que mais de um controlador deve ser corretamente projetado para a aplicação da metodologia proposta, são de interesse o desenvolvimento de técnicas de automação e otimização para o projeto de cada um dos controladores. Com este objetivo, apresentaram-se os algoritmos genéticos, demonstrando-se os fundamentos e requisitos básicos de funcionamento do SGA, estrutura básica para o desenvolvimento do algoritmo utilizado neste trabalho. Por meio de simulações e resultados experimentais, demonstrou-se que o LQR sintonizado por GA proporcionou melhorias significativas na resposta dinâmica do conversor quando comparada ao projeto convencional de controladores LQR. Assim, isenta-se do projetista o trabalho adicional de sintonizar os demais controladores e com o benefício de se obter controladores ótimos tanto sob o ponto de vista da energia de controle (por meio do LQR) quanto de sua resposta dinâmica (pelo GA).

A abordagem de múltiplos controladores foi inicialmente apresentada por meio do método mais simples, a comutação direta de controladores a partir da medição da corrente na saída do conversor. Já nessa primeira verificação, demonstra-se que o uso de múltiplos controladores é capaz de melhorar significativamente a resposta dinâmica do sistema submetido a amplas variações de carga. Contudo, a ação de controle fica sujeita a variações abruptas e mesmo descontinuidades quando é utilizada a comutação de controladores. Este fenômeno pode ser verificado nos ensaios realizados em laboratório, onde os ruídos inseridos nas medições ocasionaram a escolha de controladores incorretos por curtos intervalos de tempo, prejudicando a resposta dinâmica do conversor. Para resolver este problema, demonstrou-se o projeto de um controle supervisor baseado em lógica *fuzzy*, o qual combina as ações dos controladores individuais de modo a obter uma ação de controle suave e livre de descontinuidades. As simulações efetuadas e os resultados dos ensaios no laboratório comprovam a aplicabilidade desta proposta, melhorando significativamente o desempenho do conversor boost utilizado nos testes.

Para contornar a necessidade de um sensor de corrente adicional, foi apresentada uma extensão da metodologia proposta. Nesta, formulou-se um estimador da resistência de carga com auxílio do teorema de Tellegen. Pelos resultados de simulações, tanto o uso da corrente de saída medida quanto a resistência de carga estimada resultaram em critérios de desempenho ITSE muito próximos. Todavia, os resultados obtidos na prática demonstraram

que os ruídos presentes nos sensores são amplificados pelos termos derivativos e acabaram por prejudicar o desempenho do sistema. Por esta razão, a utilização de estimadores de resistência de carga e melhorias no estimador proposto deve ser alvo de investigação em trabalhos futuros.

A análise de estabilidade efetuada por meio de simulações demonstrou que, embora a comutação de controladores seja estável nas situações em que a carga é alterada para os valores aos quais cada controlador é projetado, o mesmo não ocorre para perturbações próximas aos limiares entre controladores consecutivos. As derivadas que devem ser calculadas no estimador da resistência de carga aumentam ainda mais a sensibilidade do supervisor para comutação de controladores e na prática provocaram a instabilidade do conversor.

Na aplicação estudada, verifica-se que os supervisores baseados em lógica *fuzzy* são capazes de se manter estáveis em todas as condições analisadas e, no caso da combinação com base na corrente de saída, com resposta transitória significativamente superior ao controlador único. Esta superioridade é verificada até mesmo para pequenas perturbações de carga. Ilustra-se por meio de simulações que, frente a uma redução de 100% para 93% na demanda de potência, o critério ITSE para o sistema de múltiplos controladores baseado em lógica *fuzzy* foi mais de 55% menor do que o do controlador único. Além disso, comprova-se a capacidade de resolução em meio a incertezas e imprecisões, uma das notáveis características da lógica *fuzzy*. Demonstra-se que mesmo na presença de ruídos no sinal oriundo do estimador da resistência de carga, o controle supervisor foi capaz de manter a estabilidade do sistema.

A adição de histereses, embora possam contribuir para a estabilidade em regime permanente, não resultam em benefícios à resposta transitória, um dos objetivos deste trabalho. O alargamento dos setores associados a cada controlador, causado pela inserção de histereses atrasa a seleção do controlador mais adequado e acaba por prejudicar a resposta transitória da planta.

O supervisor baseado em lógica *fuzzy*, tal como apresentado, não foi penalizado em nenhuma situação analisada, apresentando comportamento dinâmico superior para as diversas situações. Isto indica que essa metodologia pode ser aplicável e produz resultados superiores às técnicas de controle lineares que utilizam um único controlador.

A escolha pelo número de controladores pode ser aumentada, ou mesmo diminuída, e sua distribuição não precisa ser necessariamente linear. Neste trabalho, optou-se pelo número de quatro controladores e suas distribuições para fins de análise e validação da metodologia proposta. Outras implementações podem se valer de controladores projetados para pontos específicos e previamente conhecidos, nos quais o conversor irá operar em maior parte do tempo.

Embora o foco tenha sido o controle frente a amplas variações da resistência de carga, um caso unidimensional, a metodologia pode ser estendida para outras situações, sem grandes modificações e, até mesmo, interações entre perturbações, casos multidimensionais. Sob este ponto de vista, torna-se uma metodologia bastante apropriada para sistemas, por exemplo, baseados em células a combustível, nos quais a tensão de saída da célula decresce com o aumento da demanda de carga.

6.2 – Contribuições

O presente trabalho apresenta como contribuição inicial a utilização de um algoritmo genético para otimizar controladores LQR sob o ponto de vista do critério ITSE e da ação de controle. Embora este tema já tenha sido explorado em outros trabalhos, aqui se apresenta uma versão do algoritmo que evolui a partir de resultados de simulação, o que possibilita modelar o sistema tão próximo da aplicação final quanto desejável. Além disso, o controlador é otimizado para perturbações na carga, e não na entrada de referência, uma vez que a mesma é mantida constante.

Outra importante contribuição da metodologia proposta é sua capacidade de trabalhar com sistemas de fase não mínima, tais como diversas topologias de conversores estáticos como boost, buck-boost, Cúk, sepic, e outros.

Além disso, demonstrou-se que a implementação de um controle supervisor *fuzzy* é capaz de combinar ações de diferentes controladores e obter um sinal de controle suave, livre de variações abruptas que podem levar o sistema à instabilidade.

Por fim, a proposta de múltiplos controladores, otimizados por algoritmos genéticos e combinados por um supervisor *fuzzy*, é capaz de melhorar significativamente a resposta de conversores boost tanto no período transitório quanto em regime permanente. Esta

sendo a contribuição mais significativa, e objetivo principal deste trabalho. Ainda, a melhoria no desempenho é verificada não apenas para amplas variações de carga, mas também para variações de menor magnitude.

6.3 – Publicações

Até a ocasião da defesa desta dissertação, as seguintes publicações foram feitas:

DUPONT, F. H.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, J. R.; PINHEIRO, H.; OLIVEIRA, S. V. G.; PÉRES, A. *Multiple controllers for boost converters under large load range: a GA and fuzzy logic based approach*. Aceito para publicação na 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT).

DUPONT, F. H.; PÉRES, A.; OLIVEIRA, S. V. G. *Fuzzy control of a three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer*. In: Proceedings of 10th Brazilian Power Electronics Conference. p. 725-732, 2009.

Sendo a primeira diretamente relacionada ao tema da dissertação e a segunda resultado de estudos voltados a controladores *fuzzy*.

6.4 – Perspectivas de trabalhos futuros

Dentre as diversas possibilidades de trabalhos que podem dar sequência e complementar a metodologia proposta nesta dissertação, destacam-se alguns tópicos a seguir:

- Estudo mais aprofundado de um estimador da resistência de carga, com o objetivo de reduzir os problemas verificados nas perturbações de carga;
- Aprofundar a análise de estabilidade da metodologia proposta segundo os métodos de Lyapunov;
- Aplicações em outras topologias de conversores e operação no modo de condução descontínuo;
- Utilização do algoritmo genético proposto para auxiliar no projeto de conversores utilizando funções objetivo mais complexas;
- Utilização da técnica proposta para sintonia e combinação de múltiplos controladores PIDs;
- Testes com cargas não lineares;

- Otimização do sistema de múltiplos controladores como um todo, com o objetivo de obter um controlador globalmente ótimo;
- Estudo de casos que utilizem múltiplas variáveis de decisão (multidimensionais). Por exemplo, situações em que tensão de entrada e resistência de carga estimada sirvam de decisão para os controladores supervisores.

REFERÊNCIAS

- [1] ASTOLFI, A.; KARAGIANNIS, D.; ORTEGA, R. *Nonlinear and Adaptive Control with Applications*. London: Springer, 2008.
- [2] DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern control systems*. 11th.ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson/Prentice Hall, 2008.
- [3] KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. *Principles of power electronics*. Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1991.
- [4] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: converters, applications and design*. 2.ed. New York: John Wiley and Sons, 1995.
- [5] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. 2nd.ed. Norwell: Kluwer Academic, 2001.
- [6] BOSE, B. K. *Power electronics and motor drives: advances and trends*. Burlington: Academic Press, 2006.
- [7] LIPING, G.; HUNG, J. Y.; NELMS, R. M. Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC/DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 2237-2248, 2009.
- [8] FERREIRA, A. A. *Sistema supervisorio de gestão de múltiplas fontes de suprimento para aplicações em veículos elétricos*. 2007. Doutorado em Engenharia Elétrica (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - Departamento de Sistemas de Controle de Energia, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, SP, 2007.
- [9] VULTURESCU, B., et al. *Traction power converter for PEM fuel cell multi-stack generator used in urban transportation*. In: 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. p. 1-10, 2007.
- [10] CAISHENG, W.; NEHRIR, M. H. Fuel cells and load transients. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 1, p. 58-63, 2007.
- [11] HOR, C. L.; WATSON, S. J.; MAJITHIA, S. *Daily Load Forecasting and Maximum Demand Estimation using ARIMA and GARCH*. In: International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems, 2006. PMAPS 2006. p. 1-6, 2006.
- [12] OBARA, S. Y. *Fuel cell micro-grids*. London: Springer, 2009.
- [13] BLAABJERG, F., et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398-1409, 2006.

- [14] EUROPEAN COMMISSION. *New ERA for electricity in Europe - distributed generation: key issues, challenges and proposed solutions*. Luxembourg: Office for Official Publications of the European Communities, 2003.
- [15] BOYD, S., et al. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. Philadelphia, PA: SIAM, 1994.
- [16] TARBOURIECH, S.; GARCIA, G. *Control of uncertain systems with bounded inputs*. Berlin: Springer Verlag, 1997.
- [17] ACKERMANN, J. *Robust control: systems with uncertain parameters*. London: Springer Verlag, 1993.
- [18] MAKI, M.; HAGINO, K. *Adaptive control for uncertain linear systems using switching between multiple controllers*. In: SICE '97. Proceedings of the 36th SICE Annual Conference. International Session Papers. p. 1235-1240, 1997.
- [19] MORSE, A. S. Supervisory control of families of linear set-point controllers - Part I. exact matching. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 41, n. 10, p. 1413-1431, 1996.
- [20] ANTSAKLIS, P. J.; MICHEL, A. N. *Linear systems*. Boston, MA: Birkhäuser, 2006.
- [21] WANG, R.; SAFONOV, M. G. *Stability of unfalsified adaptive control using multiple controllers*. In: Proceedings of the 2005 American Control Conference, 2005. p. 3162-3167, 2005.
- [22] FARSI, M.; KARAM, K. Z.; ABDALLA, H. H. Intelligent multi-controller assessment using fuzzy logic. *Fuzzy Sets and Systems*, v. 79, n. 1, p. 25-41, 1996.
- [23] FU, M.; BARMISH, B. Adaptive stabilization of linear systems via switching control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 31, n. 12, p. 1097-1103, 1986.
- [24] MORSE, A. S.; MAYNE, D. Q.; GOODWIN, G. C. Applications of hysteresis switching in parameter adaptive control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 37, n. 9, p. 1343-1354, 1992.
- [25] WELLER, S. R.; GOODWIN, G. C. Hysteresis switching adaptive control of linear multivariable systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 39, n. 7, p. 1360-1375, 1994.
- [26] FU, M. *Minimum switching control for adaptive tracking*. In: Proceedings of the 35th IEEE Decision and Control, 1996. p. 3749-3754, 1996.
- [27] ABDULLAH, R. A.; HUSSAIN, A.; POLYCARPOU, M. M. *Fuzzy Logic based switching and tuning supervisor for a multi-variable multiple controller*. In: IEEE International Fuzzy Systems Conference, 2007. FUZZ-IEEE 2007. p. 1-6, 2007.

- [28] HAUPT, R. L.; HAUPT, S. E. *Practical Genetic Algorithms*. 2nd.ed. Hoboken: John Wiley and Sons, 2004.
- [29] WONGSATHAN, C.; SIRIMA, C. *Application of GA to design LQR controller for an Inverted Pendulum System*. In: IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, 2008. ROBIO 2008. p. 951-954, 2009.
- [30] POODEH, M. B., et al. *Optimizing LQR and pole placement to control buck converter by genetic algorithm*. In: International Conference on Control, Automation and Systems, 2007. ICCAS '07. p. 2195-2200, 2007.
- [31] TANAKA, K.; WANG, H. O. *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: a linear matrix inequality approach*. New York: John Wiley and Sons, 2001.
- [32] UKIL, A. *Intelligent Systems and Signal Processing in Power Engineering*. Berlin: Springer, 2007.
- [33] AKBARZADEH-T, M. R., et al. *Soft computing paradigms for hybrid fuzzy controllers: experiments and applications*. In: The 1998 IEEE International Conference on Fuzzy Systems Proceedings, 1998. IEEE World Congress on Computational Intelligence. p. 1200-1205, 1998.
- [34] BUSQUETS-MONGE, S., et al. *Design optimization of a boost power factor correction converter using genetic algorithms*. In: Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. p. 1177-1182, 2002.
- [35] FADALI, M. S. *Digital control engineering: analysis and design*. Burlington: Academic Press, 2009.
- [36] VERGHESE, G. C. Dynamic modeling and control in power electronics. In: Levine, W. S. *The control handbook*. Boca Raton, FL: IEEE Press, 1996. p. 1413-1423.
- [37] OGATA, K. *Modern control engineering*. 4.ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [38] ANTSAKLIS, P. J.; MICHEL, A. N. *A linear systems primer*. London: Birkhäuser, 2007.
- [39] KAUTSKY, J.; NICHOLS, N. K.; VAN DOOREN, P. Robust pole assignment in linear state feedback. *International Journal of Control*, v. 41, n. 5, p. 1129 - 1155, 1985.
- [40] CHEN, C.-T. *Linear system theory and design*. 3.ed. New York: Oxford University Press, 1999.
- [41] NAIDU, D. S. *Optimal control systems*. Boca Raton: CRC Press, 2003.

- [42] OLALLA, C., et al. Robust LQR control for PWM converters: an LMI approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 7, p. 2548-2558, 2009.
- [43] ARANGO, E., et al. *Fuel Cell Power Output Using a LQR Controlled AIDB Converter*. In: International Conference on Clean Electrical Power, 2007. ICCEP '07. p. 492-499, 2007.
- [44] KO, H. S., et al. *Power quality control of hybrid wind power generation with battery storage using fuzzy-LQR controller*. In: IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004. p. 1721-1727, 2004.
- [45] ZAERI, A. H.; POODEH, M. B.; ESHTEHARDIHA, S. *Improvement of Cúk converter performance with optimum LQR controller based on genetic algorithm*. In: International Conference on Intelligent and Advanced Systems, 2007. ICIAS 2007. p. 917-922, 2007.
- [46] AFFENZELLER, M., et al. *Genetic algorithms and genetic programming: modern concepts and practical applications*. Boca Raton: CRC Press, 2009.
- [47] WILLIAMS, D. R., et al. *A genetic algorithm for designing LCLC resonant converters*. In: 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008. p. 732-736, 2008.
- [48] HAUPT, R. L.; WERNER, D. H. *Genetic algorithms in electromagnetics*. Hoboken, NJ: IEEE Press, 2007.
- [49] DAHIDAH, M. S. A.; AGELIDIS, V. G. Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: a generalized formula. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 1620-1630, July, 2008.
- [50] ERSHADI, M. H.; POUDEH, M. B.; ESHTEHARDIHA, S. *Fuzzy logic controller based genetic algorithm on the step-down converter*. In: International Conference on Smart Manufacturing Application, 2008. ICSMA 2008. p. 324-328, 2008.
- [51] JUDSON, R. S. Genetic algorithms. In: Floudas, C. A.; Pardalos, P. M. *Encyclopedia of optimization*. New York: Springer, 2009. p. 1254-1257.
- [52] MICHALEWICZ, Z. *Genetic algorithms + data structures = evolution programs*. 3.ed. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [53] THE MATHWORKS. *Genetic algorithm and direct search toolbox*. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/gads/>>. Acesso em: 17 dez. 2009.
- [54] ZADEH, L. A. Fuzzy Sets. *Information and Control*, v. 8, p. 338-353, 1965.

- [55] CIRSTEA, M. N., et al. *Neural and Fuzzy Logic Control of Drive and Power Systems*. Oxford: Newnes, 2002.
- [56] MONTAGNER, V. F.; OLIVEIRA, R. C. L. F.; PERES, P. L. D. Convergent LMI Relaxations for Quadratic Stabilizability and H_∞ Control of Takagi-Sugeno Fuzzy Systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, v. 17, n. 4, p. 863-873, 2009.
- [57] MATTAVELLI, P., et al. *General-purpose fuzzy controller for DC/DC converters*. In: Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995. p. 723-730, 1995.
- [58] OFOLI, A. R.; RUBAAI, A. Real-time implementation of a fuzzy logic controller for switch-mode power-stage DC–DC converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 42, n. 6, p. 1367-1374, Nov/Dec, 2006.
- [59] DUPONT, F. H.; PÉRES, A.; OLIVEIRA, S. V. G. *Fuzzy control of a three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer*. In: Proceedings of 10th Brazilian Power Electronics Conference. p. 725-732, 2009.
- [60] SOLTANI, J.; HAJIAN, M.; ABDOLMALEKI, Y. *Robust speed sensorless control of universal field oriented induction motor drive with on-line stator resistance tuning*. In: The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. p. 193-198, 2003.
- [61] ZHAO, J.; BOSE, B. K. *Evaluation of membership functions for fuzzy logic controlled induction motor drive*. In: IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. p. 229-234, 2002.
- [62] ZHAO, Y.; LI, B. *A new method for optimizing fuzzy membership function*. In: International Conference on Mechatronics and Automation, 2007. ICMA 2007. p. 674-678, 2007.
- [63] IBRAHIM, A. M. *Fuzzy Logic for Embedded Systems Applications*. Burlington: Newnes, 2004.
- [64] MAMDANI, E. H.; ASSILIAN, S. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International Journal of Man-Machine Studies*, v. 7, n. 1, p. 1-13, 1975.
- [65] TAKAGI, T.; SUGENO, M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, v. 15, n. 1, p. 116-132, 1985.
- [66] DE SOUSA, M. A. T.; MADRID, M. K. *Optimization of Takagi-Sugeno fuzzy controllers using a genetic algorithm*. In: The Ninth IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 2000. FUZZ IEEE 2000. p. 30-35, 2000.

- [67] CALDERARO, V., et al. *Design and implementation of a fuzzy controller for wind generators performance optimisation*. In: European Conference on Power Electronics and Applications, 2007. p. 1-10, 2007.
- [68] LEE, Y.-H.; SO, M.-O.; JIN, G.-G. *T-S fuzzy modeling and model-based fuzzy control for nonlinear systems using a RCGA technique*. In: International Conference on Control, Automation and Systems, 2007. ICCAS '07. p. 132-136, 2007.
- [69] THE MATHWORKS. *Fuzzy Logic Toolbox*. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/fuzzy/>>. Acesso em: 22 dez. 2009.
- [70] CHEN, G.; PHAM, T. T. *Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic and Fuzzy Control Systems*. Boca Raton: CRC Press, 2001.
- [71] ZHAO, J.; BOSE, B. K. *Membership Function Distribution Effect on Fuzzy Logic Controlled Induction Motor Drive*. In: The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. p. 214-219, 2003.
- [72] COX, E. Fuzzy Fundamentals. *IEEE Spectrum*, v. 29, n. 10, p. 58-61, Oct, 1992.
- [73] SIVANANDAM, S. N.; SUMATHI, S.; DEEPA, S. N. *Introduction to fuzzy logic using MATLAB*. Berlin: Springer, 2007.
- [74] FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Digital control of dynamic systems*. 3rd.ed. Menlo Park, Calif.: Addison-Wesley, 1998.
- [75] BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital control in power electronics*. San Rafael: Morgan & Claypool, 2006.
- [76] YUAN, F.; OPAL, A. *Computer methods for analysis of mixed-mode switching circuits*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [77] BEVILAQUA, M. A., et al. *Projeto de uma instrumentação para medição de grandezas elétricas com considerações de EMC aplicado à plataformas DSP*. In: CRICTE. 2007.

APÊNDICE A – PROJETO DOS CONTROLADORES NO MATLAB

Este apêndice apresenta o código fonte utilizado para o projeto de cada um dos controladores apresentados ao longo desta dissertação. Embora uma execução única do programa a seguir resulte apenas no projeto de um único controlador, pode-se efetuar o projeto dos demais controladores facilmente com a alteração de algumas linhas, tal como será posteriormente descrito.

Inicialmente definem-se as especificações paramétricas do conversor, sendo que na sequência é determinado seu ponto de equilíbrio e suas matrizes de estado para o modelo linearizado de pequenas perturbações. A seguir, são definidas as matrizes de ponderação e o projeto do controlador LQR é feito a partir da discretização do modelo e da adição do estado relativo ao atraso de transporte. O código fonte utilizado é detalhado abaixo.

```

1:      % === PARÂMETROS DO CONVERSOR =====
2:      % Tensão de entrada
3:      Vi = 30;
4:      % Tensão de saída
5:      Vo = 50;
6:      % Potência de saída
7:      Po = 140;
8:      % Indutância de entrada
9:      LB = 886e-6;
10:     % Capacitor de saída
11:     CF = 220e-6;
12:     % Razão cíclica e seu complemento
13:     Dc = 0.4;
14:     Dcc = 1 - Dc;
15:     % Frequência de comutação e amostragem
16:     Fs = 20e3;
17:     % Resistências para cada condição de carga dos múltiplos controladores
18:     RL100 = Vo^2/Po;
19:     RL75 = Vo^2/(.75*Po);
20:     RL50 = Vo^2/(.5*Po);
21:     RL25 = Vo^2/(.25*Po);
22:     % Resistência de carga para qual o controlador será projetado
23:     RL = RL100;
24:
25:
26:
27:     % === PONTOS DE EQUILÍBRIO =====
28:     % Equação (2.34) desprezando as perdas no indutor e no capacitor
29:     % Denominador (comum para todas as equações)
30:     den = RL*(RL*Dcc)*Dcc;
31:     % Ponto de equilíbrio do estado xL
32:     XLq = RL*Vi/den;
33:     % Ponto de equilíbrio do estado xC
34:     XCq = RL^2*Vi*Dcc/den;
35:     % Ponto de equilíbrio da tensão de saída
36:     Voq = RL^2*Vi*Dcc/den;
37:
38:
39:
40:     % === MATRIZES DE ESTADO =====
41:     % Equação (4.1), a qual já considera o modelo aumentado do conversor.
42:     % Abaixo, desprezam-se as perdas no indutor e no capacitor
43:     A = [ 0          -Dcc/LB      0; ...
44:          Dcc/CF     -1/(CF*RL)  0; ...
45:          0          -1          0];
46:     B = [XCq/LB; ...
47:          -XLq/CF; ...
48:          0];
49:     C = [ 0          1          0];
50:     E = 0;

```

```

51:
52:
53:
54: % === PONDERAÇÕES DO LQR =====
55: % Projeto convencional
56: Qc100 = diag([ 1          10          10e6          0.5]);
57: Rc100 = 1e3;
58: % Otimizado por GA para 100% de carga
59: Qga100 = diag([1.215      8.706  45.675e6  47.789]);
60: Rga100 = 5.095e3;
61: % Otimizado por GA para 75% de carga
62: Qga75 = diag([5.736      21.09  46.462e6  15.934]);
63: Rga75 = 6.001e3;
64: % Otimizado por GA para 50% de carga
65: Qga50 = diag([2.568      12.642 28.913e6  12.468]);
66: Rga50 = 2.89e3;
67: % Otimizado por GA para 25% de carga
68: Qga25 = diag([79.41e-3   8.248  49.001e6  30.328]);
69: Rga25 = 1.708e3;
70:
71: % Matrizes de ponderação do controlador a ser projetado
72: Q = Qga100;
73: R = Rga100;
74:
75:
76:
77: % === PROJETO DOS CONTROLADORES =====
78: % Vetor de ganhos utilizados nas simulações a análises matemáticas
79: % Modelo contínuo
80: mdlc = ss(A, B, C, E);
81: % Discretização do modelo utilizando ZOH
82: mdl = c2d(mdlc, 1/Fs, 'zoh');
83: % Determinação dos ganhos do controlador LQR considerando o atraso de
84: % transporte. Ver equação (4.6)
85: K = dlqr([mdl.A mdl.B; zeros(1,4)], [0; 0; 0; 1], Q, R);
86:
87: % Vetor de ganhos a ser empregados no DSP: as matrizes de estado do
88: % conversor devem sofrer uma transformação linear para facilitar a
89: % implementação do controlador em DSPs de ponto fixo.
90: % Valores máximos lidos pelo AD (fundos de escala)
91: Imax = 15; % Corrente de entrada
92: Vmax = 70.4; % Tensão de saída
93: % Matriz de transformação para normalizar os sinais de entrada com relação
94: % aos valores máximos lidos pelos ADS
95: Mt = diag([1/Imax 1/Vmax 1/Vmax]);
96: % Modelo contínuo
97: mdlc_dsp = ss(Mt*A*inv(Mt), Mt*B, C, E);
98: % Modelo discreto
99: mdl_dsp = c2d(mdlc_dsp, 1/Fs, 'zoh');
100: % Determinação dos ganhos do controlador LQR considerando o atraso de
101: % transporte. Utiliza as matrizes de estados transformadas e aplica a
102: % transformação também às matrizes de ponderação Q e R
103: K_dsp = dlqr([mdl_dsp.a mdl_dsp.b; 0 0 0 0], [0; 0; 0; 1], ...
104: [Mt zeros(3,1); 0 0 0 1]\Q/([Mt zeros(3,1); 0 0 0 1]), R);

```

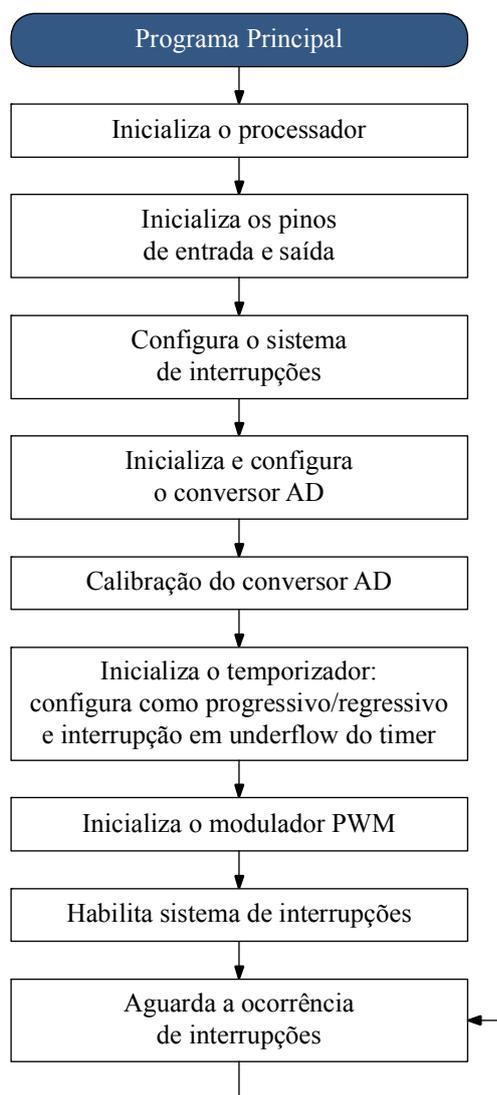
Uma vez que os ganhos e os resultados das operações algébricas podem assumir valores fora da faixa dinâmica representável por números de ponto fixo, faz-se necessária a adoção de uma estratégia que minimize possíveis estouros de registradores. Para tal, escalonam-se os valores lidos pelos ADs de maneira que o fundo de escala seja correspondente à unidade em Q22, formato de ponto fixo utilizado nesta dissertação. Um escalonamento similar é aplicado por meio de uma transformação linear nas matrizes de estado do modelo para que os ganhos do controlador sejam adequados à implementação no DSP. O reprojeto dos controladores visando à implementação real é feito entre as linhas 87 e 104.

Para o projeto dos controladores para os demais pontos de equilíbrio, basta substituir o valor da resistência de carga (linha 23) por um dos valores calculados nas 18 a 21. Além disso, as matrizes de ponderação das linhas 72 e 73 devem ser substituídas por um dos valores especificados entre as linhas 55 a 69. Após as devidas alterações, todos os controladores apresentados ao longo desta dissertação podem ser obtidos.

APÊNDICE B – FLUXOGRAMAS DE IMPLEMENTAÇÃO NO DSP

Neste apêndice são apresentados os fluxogramas para implementação de cada estratégia de controle analisada nesta dissertação, tanto para o DSP TMS320F2812, utilizado nos testes experimentais, quanto em qualquer outro DSP ou microcontrolador, desde que outras plataformas escolhidas tenham os recursos mínimos necessários para a execução.

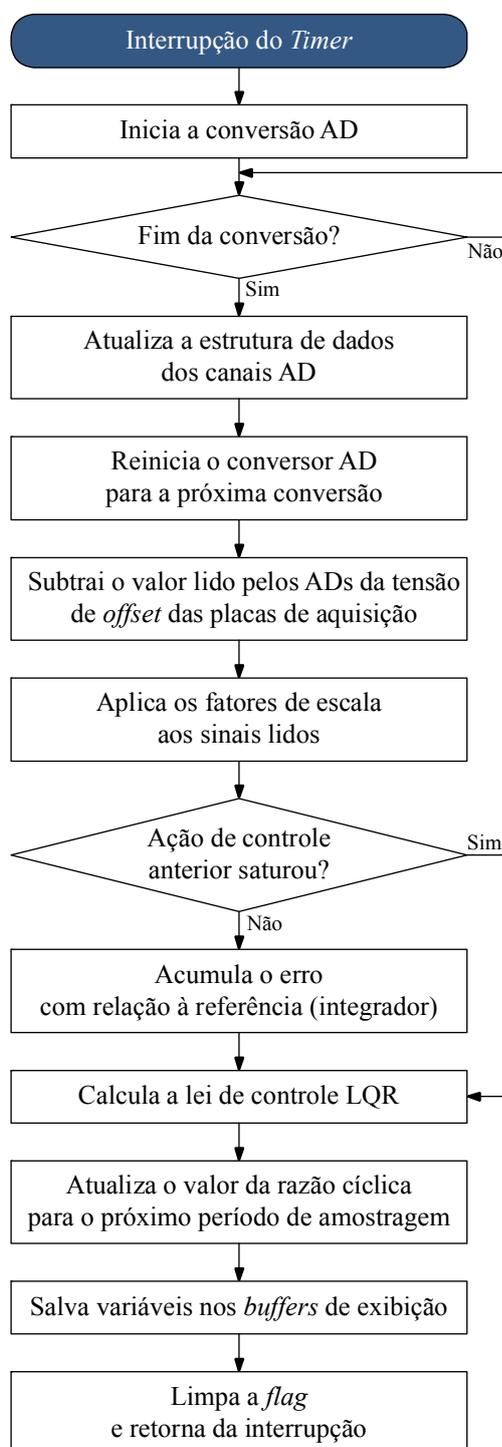
O Fluxograma 1 ilustra a rotina de inicialização do processador, as configurações feitas para os módulos de conversão AD e de modulação PWM. Esta rotina é idêntica para todas as implementações dos controladores.



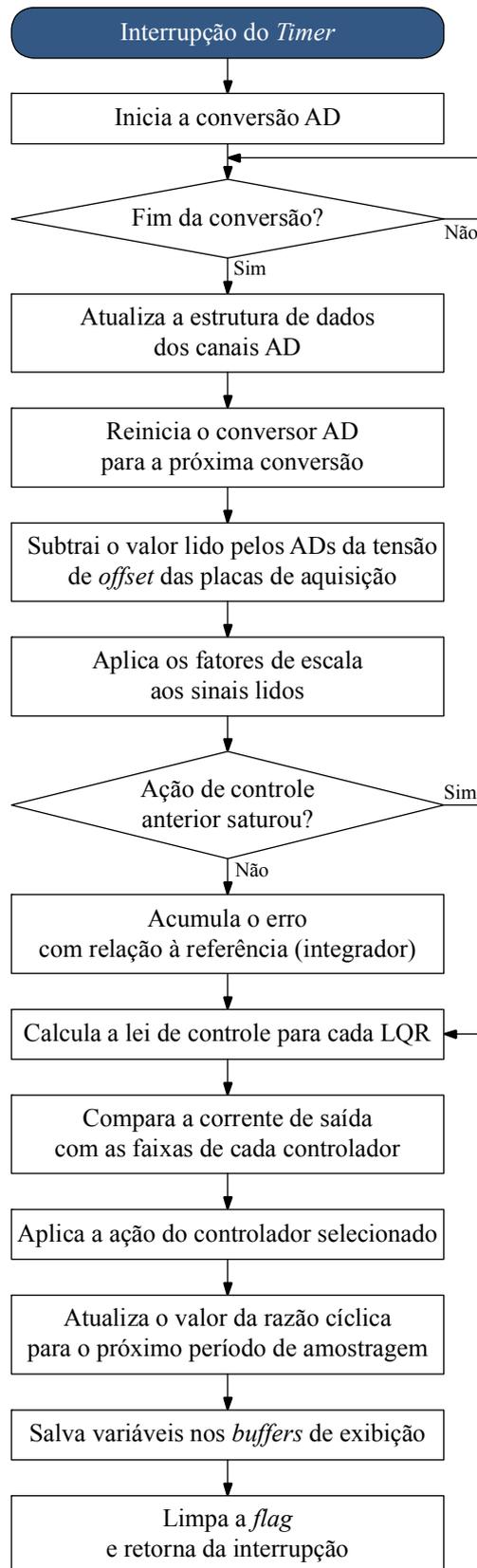
Fluxograma 1 – Programa principal

O que é alterado entre cada situação analisada é a rotina de serviço para a interrupção do *timer* que controla o período de comutação. O Fluxograma 2 apresenta a implementação para o controlador LQR único. Já o Fluxograma 3 e Fluxograma 4 apresentam

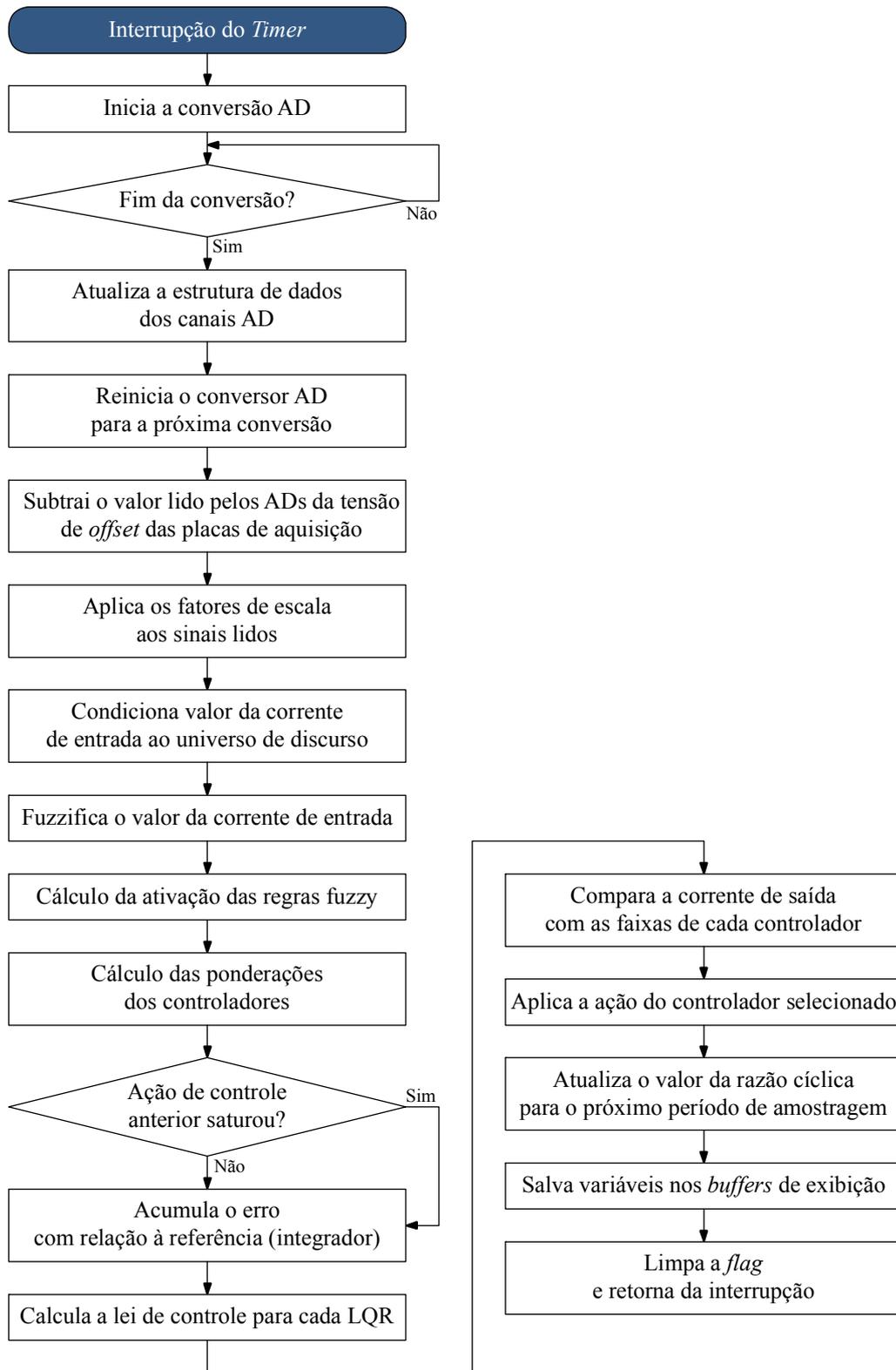
a comutação e combinação de controladores, respectivamente, ambos com decisão baseada na corrente de carga. Por fim, o Fluxograma 5 e o Fluxograma 6 apresentam a implementação da comutação e combinação de controladores com decisão a partir da resistência de carga estimada.



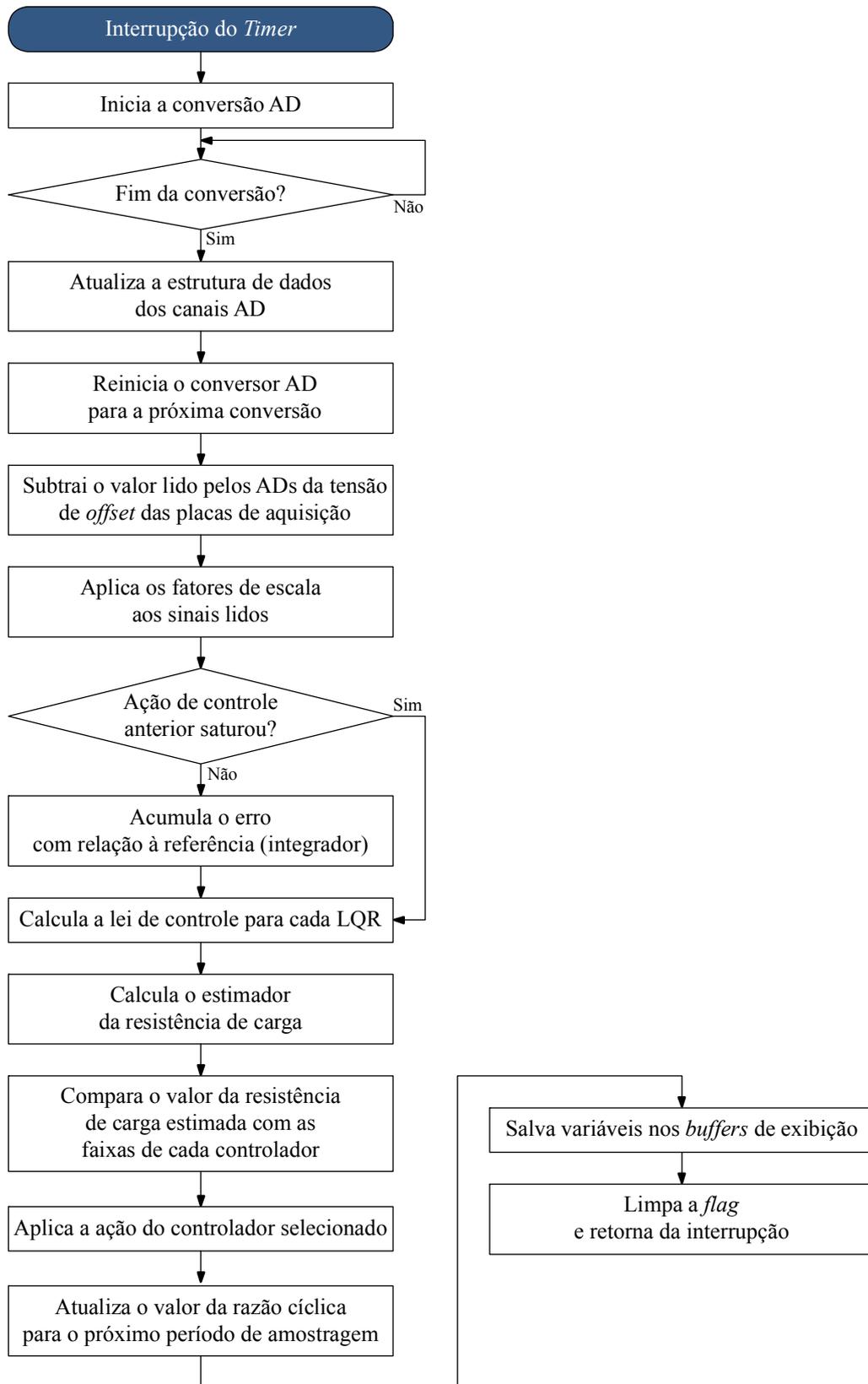
Fluxograma 2 – Função de serviço para interrupção do timer e cálculo do LQR único



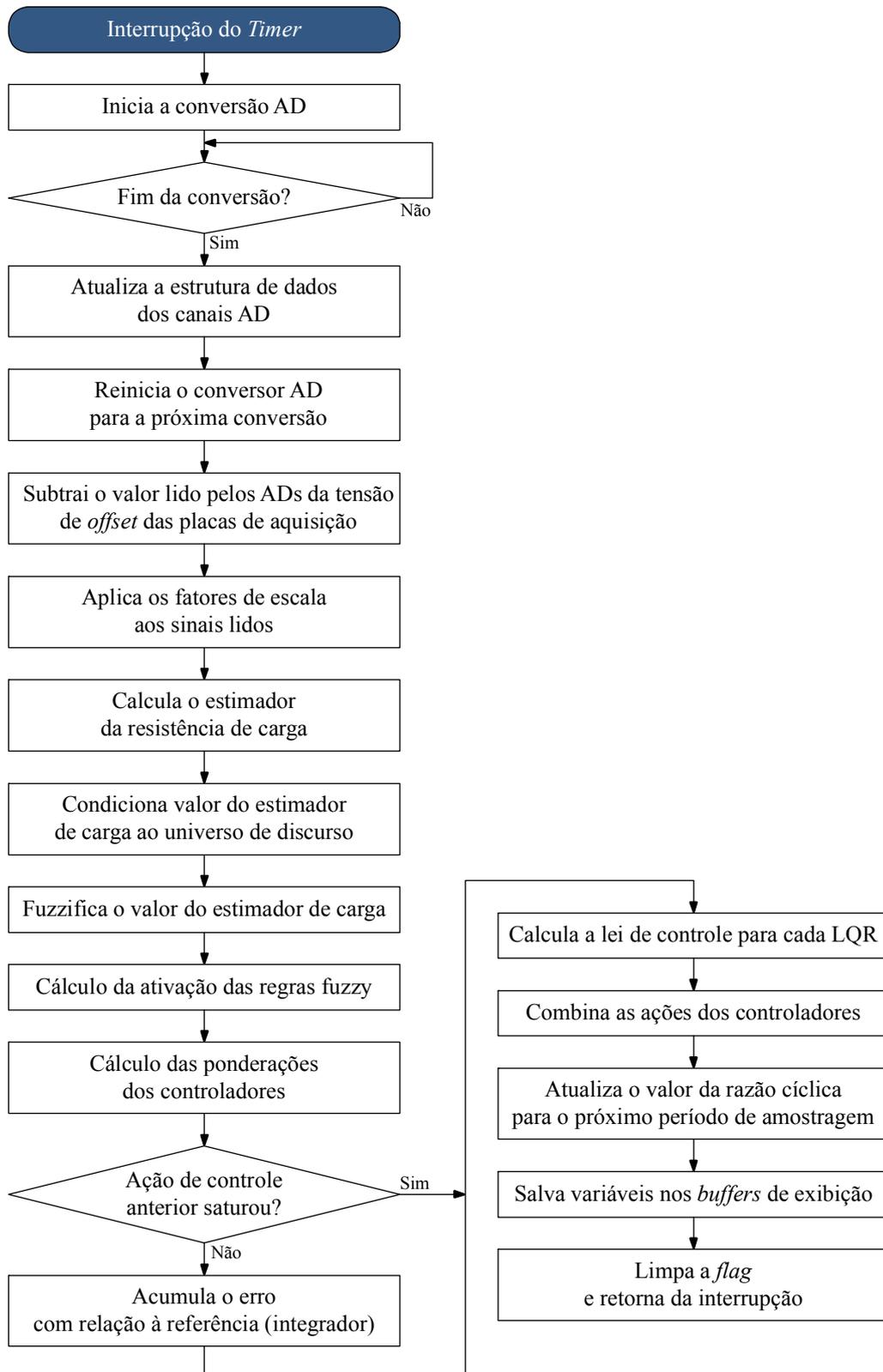
Fluxograma 3 – Função de serviço para interrupção do timer e cálculo da ação de controle para múltiplos controladores comutados com base em i_o



Fluxograma 4 – Função de serviço para interrupção do timer e cálculo da ação de controle para a combinação de múltiplos controladores com base em i_o



Fluxograma 5 – Função de serviço para interrupção do timer e cálculo da ação de controle para múltiplos controladores comutados com base em \hat{R}_L



Fluxograma 6 – Função de serviço para interrupção do timer e cálculo da ação de controle para a combinação de múltiplos controladores com base em R_L

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)