

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
CÂMPUS PONTA GROSSA  
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ROBSON MOREIRA DE OLIVEIRA**

**APLICAÇÃO DE CONTROLE PID NÃO LINEAR COM GANHOS BASEADOS  
EM PERFIL GAUSSIANO APLICADO A UM CONVERSOR BUCK**

**DISSERTAÇÃO**

**PONTA GROSSA  
2014**

**ROBSON MOREIRA DE OLIVEIRA**

**APLICAÇÃO DE CONTROLE PID NÃO LINEAR COM GANHOS BASEADOS  
EM PERFIL GAUSSIANO APLICADO A UM CONVERSOR BUCK**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Eletrônica do Câmpus Ponta Grossa da UTFPR como requisito parcial para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Maurício dos Santos Kaster

Coorientador: Prof. Dr. Sergio Luiz Stevan Junior

**PONTA GROSSA  
2014**

Ficha catalográfica elaborada pelo Departamento de Biblioteca  
da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Ponta Grossa  
n.5/15

O48 Oliveira, Robson Moreira de

Aplicação de controle PID não linear com ganhos baseados em perfil gaussiano aplicado a um conversor Buck. / Robson Moreira de Oliveira. -- Ponta Grossa, 2015.

73 f. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Maurício dos Santos Kaster

Co-orientador: Prof. Dr. Sergio Luiz Stevan Junior

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2015.

1. Sistemas de controle ajustável. 2. Programação não linear. 3. GANLPID. I. Kaster, Maurício dos Santos. II. Stevan Junior, Sergio Luiz. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. IV. Título.

CDD 621.38



**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
**Câmpus Ponta Grossa**  
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação  
**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FOLHA DE APROVAÇÃO**

Título da Dissertação Nº 6/2014

**APLICAÇÃO DE CONTROLE PID NÃO LINEAR COM GANHOS BASEADOS EM PERFIL  
GAUSSIANO APLICADO A UM CONVERSOR BUCK**

por

**Robson Moreira de Oliveira**

Esta dissertação foi apresentada às 16 horas e 30 minutos do dia 29 de agosto de 2014 como requisito parcial para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, com área de concentração em Controle e Processamento de Energia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

**Prof<sup>a</sup> Dr<sup>a</sup> Rosane Falate (UEPG)**

**Prof. Dr. Angelo Marcelo Tuset (UTFPR)**

**Prof<sup>a</sup> Dr<sup>a</sup> Fernanda Cristina Corrêa (UTFPR)**

**Prof. Dr. Maurício dos Santos Kaster**  
**(UTFPR)**  
*Orientador*

Visto do Coordenador:

**Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento (UTFPR)**  
Coordenador do PPGEE

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus, que nos deu o dom da vida e creio eu, nos guia em todos os momentos de nossas vidas. Sem Sua misericórdia e proteção, nada disso seria possível.

Agradeço especialmente à minha esposa Katia Vanessa, minha outra metade, por sua compreensão, sua determinação em cuidar do nosso lar e dos nossos filhos Gabriel e o pequeno Rafael, que chegou durante o decorrer dessa jornada. Obrigado minha vida.

Aos meus pais, Sergio e Edeutrudes, que abriram mão dos seus sonhos em favor dos meus, pelo amor, apoio e compreensão pela ausência. São meu porto seguro.

Agradeço aos meus irmãos Elaine e Sergio Murilo, pelo apoio e companheirismo que só encontramos em nossos entes queridos.

Agradeço ao meu Orientador e grande amigo Maurício dos Santos Kaster, pela dedicação, paciência e determinação em ensinar-me a compreender melhor as técnicas de controle, além de conduzir este trabalho da melhor maneira possível.

Agradeço ao meu Coorientador Sérgio Luiz Stevan Jr pelas sugestões.

Agradeço aos demais professores do PPGEE, por suas importantes contribuições para meu crescimento intelectual.

Agradeço aos amigos Marcelo Henrique Granza, Pércio Luiz Karam de Miranda, Josmar Ivanqui, e Fabio Junio Alves Batista pelo auxílio, amizade e pelos dias de trabalho no Centro de Pesquisas.

Agradeço à CAPES pela bolsa concedida, que viabilizou a segurança financeira necessária para a realização deste trabalho.

Também agradeço à Universidade Tecnológica Federal do Paraná, pela disponibilização dos seus laboratórios, equipamentos e ambientes de ensino, além da confiança em mim depositada.

Enfim, agradeço a todos que, de alguma maneira contribuíram para a realização deste trabalho. Mesmo os não citados aqui, têm minha gratidão. Obrigado.

## RESUMO

OLIVEIRA, Robson Moreira de. **Aplicação de Controle PID Não Linear com Ganhos baseados em Perfil Gaussiano**. 2014. 74 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2014.

Este trabalho apresenta um estudo comparativo entre técnicas de controle PID (proporcional integral e derivativo) lineares e não-lineares, aplicada a um conversor abaixador de tensão de topologia Buck. O principal objetivo desse trabalho é a comparação do desempenho das técnicas de controle PID clássico e o controle PID não linear com ganhos baseados em perfil gaussiano. Trata-se de uma técnica de controle adaptativo baseada no controle PID clássico, através de uma metodologia na qual os ganhos são obtidos a partir de uma função gaussiana, buscando obter um aumento do desempenho desse sistema. Foram realizadas simulações computacionais, onde foi feita a varredura paramétrica de cada ganho (proporcional, integral e derivativo). Os resultados alcançados comprovam a eficiência da técnica proposta.

**Palavras-chave:** Controle Adaptativo. Controle não Linear. GANLPID.

## ABSTRACT

OLIVEIRA, Robson Moreira de. **Aplication of Gaussian Adaptative Nonlinear PID Control.** 2014. 74 s. Masters Thesis – Post-Graduation Program in Electrical Engineering, Federal University of Technology, Paraná. Ponta Grossa, 2014.

This work presents a comparative study of linear and non-linear PID control techniques (proportional, integral and derivative) applied to a step-down voltage converter in the Buck topology. The main objective of this work is to compare the performance of classical PID control and nonlinear PID control with gains based on Gaussian-shaped functions. It is an adaptive control technique based on the classical PID control, by means of a methodology in which the gains are obtained fro a Gaussian function, aiming to obtain a performance enhancement for this system. Computer simulations were performed, where a parametric sweep on the parameters for each gain (proportional , integral and derivative) were done. The achieved results verify the efficiency of the proposed tecnique.

**Keywords:** Adaptive Control. Nonlinear Control. GANLPID.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Regulador de Esferas de James Watt. ....	15
Figura 2 – Regulador de boia de nível de água ....	16
Figura 3 – Controle em malha fechada. ....	17
Figura 4 – Malha de controle digital. ....	18
Figura 5 – Controlador PID Paralelo ....	28
Figura 6 – Resposta de um sistema não amortecido à entrada degrau.....	31
Figura 7 – Resposta de um sistema subamortecido à entrada degrau. ....	32
Figura 8 – Resposta de um sistema criticamente amortecido à entrada degrau.....	32
Figura 9 – Resposta de um sistema superamortecido à entrada degrau. ....	32
Figura 10 – Representações: (a) função do ganho $k_i(\delta)$ e (b) função do ganho $k_p(\delta)$ .....	36
Figura 11 – Resposta ao degrau para diferentes ganhos. ....	38
Figura 12 – Tempo de acomodação pela envoltória. ....	38
Figura 13 – Fluxograma das técnicas de modelagem.....	40
Figura 14 – Diagrama do conversor buck. ....	42
Figura 15 – Estado de condução do transistor $Q$ . ....	42
Figura 16 – Estado de corte do transistor $Q$ . ....	42
Figura 17 – Sinal PWM. ....	44
Figura 18 – Curva dos pontos de equilíbrio do conversor Buck, usando-se $V_i = 48 V$ e três valores para a resistência de carga: $50 \Omega$ , $100 \Omega$ e $150 \Omega$ .....	46
Figura 19 – Família de curvas do conversor buck. Foram usados: $R = 25 \Omega$ , $L = 1 \text{ mH}$ , $C = 10 \mu\text{F}$ e $V_i = 48 V$ .....	47
Figura 20 – Valores de $x_1$ e $x_2$ em função da razão cíclica $d$ para as equações simplificada. Foram usados $L = 1 \text{ mH}$ , $C = 10 \mu\text{F}$ e $E = 48 V$ . ....	48
Figura 21 – Valores de $x_1$ e $x_2$ em função da razão cíclica $d$ para o modelo realístico. Para sua obtenção foram usados $r_c = 0.01 \Omega$ , $r_L = 0.01 \Omega$ , $v_{do} = 0.7 V$ e $V_i = 48 V$ . ....	48
Figura 22 – Modelo Simulink utilizado. ....	50
Figura 23 – Modelo do conversor construído no Simulink. ....	51
Figura 24 – Condições para o inversor funcionar como conversor Buck. ....	51
Figura 25 – Estrutura de controle PID linear usada na simulação. ....	52
Figura 26 – Estrutura de controle GANLPID usada na simulação. ....	53
Figura 27 – Implementação da função gaussiana dos ganhos não lineares. ....	53
Figura 28 – Projeto considerando $K = 60$ , zeros = $\frac{2}{3}\omega_n = -6313$ .....	54
Figura 29 – Projeto considerando $K = 150$ , zeros = $\omega_d = -8864$ . ....	54
Figura 30 – Projeto considerando $K = 200$ , zeros = $\omega_n = -9470$ . ....	55
Figura 31 – Comparação da resposta ao degrau. ....	55
Figura 32 – Formas de onda da variação paramétrica do parâmetro $K_{p1}$ . ....	57
Figura 33 – Variação paramétrica combinada $K_{p1} = x$ e $K_{p0} = \frac{1}{x}$ .....	57
Figura 34 – Variação de $K_{p1}$ mantendo $K_{p0}$ fixo.....	58
Figura 35 – Variação de $K_{p0}$ mantendo $K_{p1}$ fixo.....	58
Figura 36 – Variação paramétrica combinada $K_{i1} = x$ e $K_{i0} = \frac{1}{x}$ . ....	59
Figura 37 – Variação de $K_{d1}$ mantendo $K_{d0} = 0$ fixo. ....	60
Figura 38 – Composição 1: Superfícies $Tac$ (inf.) e $Ovr$ (sup.) arranjadas segundo variação de $\delta_{ri}$ e $\delta_{rd}$ . ....	63
Figura 39 – Composição 2: Superfícies $Tac$ (inf.) e $Ovr$ (sup.) arranjadas segundo variação de $x$ e $y$ .....	64



Figura 40 – Comparação de desempenho entre os controles PID linear e GANLPID. Valores PID: [ $T_{ac} = 0.00180822$ , $Ovr = 48.0286$ em $t = 0.00499062$ , $k_i = 10$ , $k_p = 2.83e - 3$ , $k_d = 2e - 7$ ]. Valores GANLPID: [ $T_{ac} = 0.0004804$ , $Ovr = 50.3838$ em $t = 0.00065104$ , $k_{i0} = 18.8889$ , $k_{i1} = 5.29412$ , $dr_i = 0.48$ , $k_{d1} = 2e - 07$ , $dr_d = 0.48$ ]. .....	65
Figura 41 – Transitórios do sinal de saída, sinal de controle e variação dos ganhos integral e derivativo do GANLPID. ....	66

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Teste de Routh-Hurwitz do sistema de segunda ordem.....	33
Quadro 2 – Parâmetros usados no projeto. ....	52
Quadro 3 – Valores ótimos obtidos da varredura paramétrica. ....	63

## LISTA DE SIGLAS

AG	Algoritmo Genético
DAELE	Departamento de Eletrônica
DMC	<i>Dynamic matrix control</i>
LQR	<i>Linear-quadratic regulator</i>
MCC	Modo de condução contínua
MIMO	<i>Multiple Input, Multiple Output</i>
MPC	<i>Model predictive control</i>
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PWM	<i>Pulse witch modulation</i>
SDRE	<i>State Dependent Riccati Equation</i>
SMC	<i>Sliding mode control</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\mathcal{L}\{\cdot\}$	Transformada de Laplace
$\mathcal{Z}\{\cdot\}$	Transformada Z
$f_s$	Frequência de amostragem
$T_s$	Período de amostragem ( <i>sampling time</i> )
$x[k]$	$k$ -ésimo instante de amostragem discreta
$K_p$	Ganho Proporcional do PID convencional
$K_i$	Ganho Integral do PID convencional
$K_d$	Ganho Derivativo do PID convencional
$K_{x0}$	Valor do ganho adaptativo gaussiano quando $ \delta  = 0$ ( $x$ pode ser $p$ , $i$ ou $d$ )
$K_{x1}$	Valor do ganho adaptativo gaussiano quando $ \delta  \rightarrow \infty$ ( $x$ pode ser $p$ , $i$ ou $d$ )
$\delta$	Sinal de entrada do controlador (erro)
$\delta_{rx}$	Erro de referência, usado para determinação do parâmetro $p_x$ ( $x$ pode ser $p$ , $i$ ou $d$ )
$p_x$	Variável que regula a concavidade da curva gaussiana ( $x$ pode ser $p$ , $i$ ou $d$ )
$\lambda$	Varição percentual da faixa entre $K_{x0}$ e $K_{x1}$ , usada para definir o parâmetro $p_x$ da curva Gaussiana ( $x$ pode ser $p$ , $i$ ou $d$ )
$t_{2\%}$	Tempo de acomodação considerando margem de 2%
$t_{5\%}$	Tempo de acomodação considerando margem de 5%
$\omega_n$	Frequência de oscilação natural
$\omega_d$	Frequência de oscilação amortecida
$\zeta$	Coefficiente de Amortecimento
$u_t$	Lei de Controle
$e_{ss}$	Erro de regime permanente
$G_c$	Ganho do controlador PID
$H$	Elemento de realimentação da malha de controle
$S_t$	Superfície de comutação (controle por modos deslizantes)
$T$	Constante de tempo
$T_d$	Constante de tempo derivativo
$D$	Razão cíclica
$R$	Carga resistiva do conversor Buck
$q$	Variável de controle discreta, $q \in 0; 1$
$i_r$	Corrente sobre a carga do conversor Buck
$i_L$	Corrente sobre o indutor do conversor Buck
$L$	Indutor do conversor Buck
$Q$	Transistor do conversor Buck
$V_i$	Tensão de entrada do conversor Buck
$v_o$	Tensão de saída do conversor Buck
$V_d$	Tensão sobre o diodo do conversor Buck

*Tac*      Tempo de acomodação do transitório  
*Ovr*      *overshoot* (sobressinal)

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>14</b>
1.1	A HISTÓRIA DO CONTROLE AUTOMÁTICO	14
1.2	CONCEITOS DE SISTEMAS DE CONTROLE MODERNOS	17
1.2.1	Controle por Realimentação de Estados	17
1.2.2	Controle por Alocação de Polos	18
1.2.3	Controle Ótimo	19
1.2.4	Controle Adaptativo	20
1.2.5	Controle Preditivo	21
1.2.6	Controle por Modos Deslizantes	21
1.3	JUSTIFICATIVA	22
1.4	OBJETIVOS	23
1.4.1	Objetivo Geral	23
1.4.2	Objetivos Específicos	23
1.5	METODOLOGIA	24
1.6	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	24
<b>2</b>	<b>CONTROLE PID</b>	<b>26</b>
2.1	INTRODUÇÃO	26
2.2	ESTRUTURA DO CONTROLE PID	26
2.2.1	Resposta proporcional	27
2.2.2	Resposta integral	27
2.2.3	Derivada da resposta	28
2.2.4	Considerações sobre projeto do controle PID	28
2.3	APLICAÇÃO A SISTEMAS DE PRIMEIRA ORDEM	29
2.4	APLICAÇÃO A SISTEMAS DE SEGUNDA ORDEM	30
2.5	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	33
<b>3</b>	<b>CONTROLE GANLPID</b>	<b>34</b>
3.1	INTRODUÇÃO	34
3.2	CONTROLADOR GANLPID	35
3.3	METODOLOGIA DE MEDIÇÃO DE DESEMPENHO	37
3.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	39
<b>4</b>	<b>MODELAGEM DO CONVERSOR DC-DC <i>BUCK</i></b>	<b>40</b>
4.1	TIPO DO MODELO	40
4.2	CONVERSOR BUCK	41
4.2.1	Equações De Estado	43
4.2.2	Carga Resistiva	43
4.2.3	Equilíbrios	45
4.2.4	Trajétórias naturais do conversor <i>buck</i>	46
4.2.5	Modelo por valores médios	47
4.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	49
<b>5</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b>	<b>50</b>
5.1	INTRODUÇÃO	50
5.2	MODELO MATLAB/SIMULINK®	50

5.3	Projeto do controle PID .....	52
5.4	VARREDURA PARAMÉTRICA .....	55
5.4.1	Varredura do ganho proporcional .....	56
5.4.2	Varredura do ganho integral .....	58
5.4.3	Varredura do ganho derivativo .....	59
5.4.4	Varredura simultânea dos ganhos .....	60
5.5	PONTO ÓTIMO .....	62
5.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	67
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>68</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>70</b>

# 1 INTRODUÇÃO

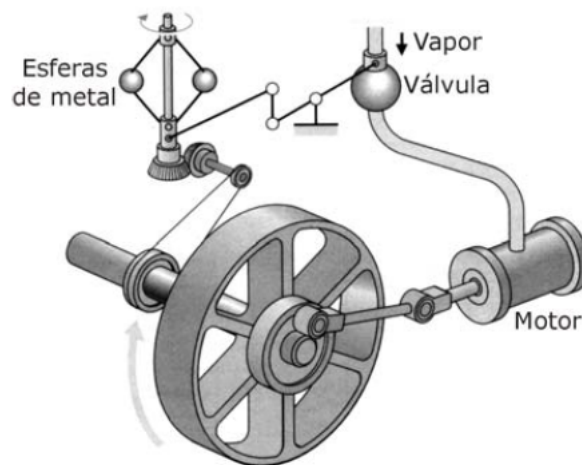
Os sistemas de controle fazem parte do cotidiano, com inúmeras aplicações: controle de processos produtivos, robótica, sistemas de controle veiculares, dentre outras aplicações. Além desses sistemas criados com o objetivo de controlar equipamentos e processos de produção, há também inúmeros processos naturais que possuem sofisticadas formas de controle. O corpo humano é composto por alguns dos mais complexos sistemas de controle existentes. Entende-se por “controle” a capacidade de regular o comportamento de um sistema para que assuma um comportamento predeterminado.

Um sistema de controle é composto de subsistemas e processos (ou plantas), de onde são extraídos os valores das saídas que se deseja controlar, realimentados em um controlador e que, por sua vez, atua sobre a planta de modo a obter uma saída desejada com desempenho desejado, a partir de uma entrada específica (NISE, 2012).

## 1.1 A HISTÓRIA DO CONTROLE AUTOMÁTICO

As primeiras aplicações do controle com realimentação apareceram com o desenvolvimento do mecanismo regulador de boia na Grécia no período entre 300 a 1 a.C. O relógio d'água de Ktesibios usava um regulador de boia (DORF; BISHOP, 2001). Um lampião de óleo inventado por Philon aproximadamente em 250 a.C. usava um regulador de boia para manter constante o nível do óleo combustível. Heron de Alexandria, que viveu no primeiro século d.C., publicou um livro intitulado *Pneumatica*, que ressaltava algumas formas de mecanismos de nível de água usando reguladores de boia. O primeiro sistema com realimentação inventado na Europa moderna foi o regulador de temperatura de Cornelis Drebbel (1572-1633). Dennis Papin (1647-1712) inventou o primeiro controlador de pressão para caldeiras a vapor em 1681. O regulador de pressão de Papin era uma forma de regulador de segurança similar à válvula de uma panela de pressão. O primeiro controlador automático com realimentação usado em um processo industrial é geralmente aceito como sendo o regulador de esferas de James Watt, desenvolvido em 1769 para controlar a velocidade de máquinas a vapor. O dispositivo, inteiramente mecânico, mostrado na figura 1, media a velocidade do eixo de saída e utilizava o movimento das esferas devido à velocidade para controlar a válvula e portanto a quantidade de vapor que entrava na máquina. À medida que a velocidade aumenta, os pesos em forma de esfera se elevam e se afastam do eixo, fechando assim a válvula. As esferas móveis requerem potência da máquina para poder girar e por isso tornam a medida da velocidade menos precisa. O primeiro sistema com retroação da história, reclamado pela Rússia, foi o regulador de boia para nível da água, supostamente inventado por I. Polzunov em 1765, mostrado na figura 2. A boia detecta o nível da água e controla a válvula que veda o orifício de entrada de água na caldeira. O período anterior a 1868 foi caracterizado pelo desenvolvimento do sistema de controle automático através de intuição e invenção. Os esforços para aumentar a exatidão do sistema



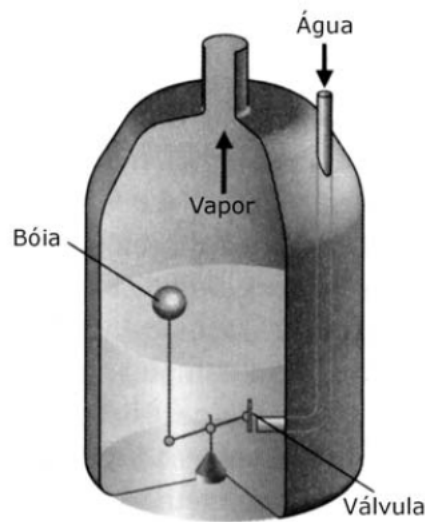


**Figura 1 – Regulador de Esferas de James Watt.**  
**Fonte: Dorf e Bishop, 2001.**

de controle automático conduziram a uma menor atenuação das oscilações transitórias e até mesmo tornaram os sistemas instáveis. Tornou-se então imperativo desenvolver uma teoria de controle automático. J. C. Maxwell formulou uma teoria matemática relativa à teoria de controle usando um modelo de um regulador sob forma de equação diferencial. O estudo de Maxwell preocupou-se com o efeito que os vários parâmetros do sistema tiveram sobre o desempenho deste. Durante o mesmo período, I. A. Vyshnegradskii formulou uma teoria matemática de reguladores. Antes da Segunda Guerra Mundial, a teoria e a prática de controle se desenvolveram nos Estados Unidos e no Oeste da Europa de maneira diferente da que ocorreu na Rússia e no Leste Europeu. O principal incentivo para o uso da retroação nos Estados Unidos foi o desenvolvimento do sistema telefônico e dos amplificadores eletrônicos com retroação de Bode, Nyquist e Black, nos Laboratórios da Bell Telephone. O domínio da frequência foi usado principalmente para descrever a operação de amplificadores com retroação em termos de banda passante e outras variáveis frequenciais. Em contraste, matemáticos eminentes e mecânicos aplicados na então União Soviética inspiraram e dominaram o campo da teoria de controle. Por isso, a teoria russa cuidou de utilizar uma formulação no domínio do tempo usando equações diferenciais.

A teoria e a prática do controle automático receberam um grande estímulo durante a Segunda Guerra Mundial quando se tornou necessário projetar e construir pilotos automáticos para aviões, sistemas de posicionamento de canhões, sistemas de controle para antenas de radar e outros sistemas militares baseados na abordagem do controle com retroação. A complexidade e o desempenho esperados destes sistemas militares necessitaram de uma extensão das técnicas de controle disponíveis e promoveram o crescimento do interesse por sistemas de controle e o desenvolvimento de novos enfoques e de novos métodos. Antes de 1940, na maioria das vezes, o projeto de sistemas de controle era uma arte que envolvia abordagem de ensaio e erro. Durante os anos 1940, métodos matemáticos e analíticos aumentaram em número e utilidade e a engenharia de controle se constituiu por si mesma uma área específica da engenharia.

As técnicas de domínio de frequência continuaram a dominar o campo de controle logo após a Segunda Guerra Mundial com o aumento do uso da Transformada de Laplace e do plano de frequência complexa. Durante os anos 1950, a ênfase na teoria de engenharia de controle foi o desenvolvimento e o uso de métodos no plano  $s$  e, particularmente, a abordagem do lugar das raízes. Além disso, durante os anos 1980, a utilização de computadores digitais como componentes de controle tornou-se rotina. A tecnologia destes novos elementos de controle para executar cálculos rápidos e precisos era anteriormente indisponível para os engenheiros de controle. Nos dias atuais há mais de quatrocentos mil computadores para o controle digital de processos instalados nos Estados Unidos. Estes computadores são empregados especialmente para sistemas de controle de processos, nos quais muitas variáveis são medidas e controladas simultaneamente pelo computador.



**Figura 2 – Regulador de boia de nível de água**  
**Fonte: Dorf e Bishop, 2001.**

Com o advento do Sputnik e da era espacial, outros novos estímulos foram dados à engenharia de controle. Era necessário projetar sistemas de controle muito complexos e precisos para mísseis e sondas espaciais. Além disso, a necessidade de minimizar o peso dos satélites e controlá-los de forma precisa deu origem ao importante campo do controle ótimo. Devido a estas exigências, os métodos no domínio do tempo desenvolvidos por Lyapunov, Minorsky e outros têm sido objeto de grande interesse nas duas últimas décadas. Teorias recentes do controle ótimo desenvolvidas por L. S. Pontryagin na então União Soviética e R. Bellman nos Estados Unidos, e estudos recentes sobre sistemas robustos, também contribuíram para o interesse em métodos no domínio do tempo. Torna-se evidente agora que a engenharia de controle deve considerar ambos: o domínio do tempo e o domínio da frequência abordados simultaneamente na análise e projeto de sistemas de controle.

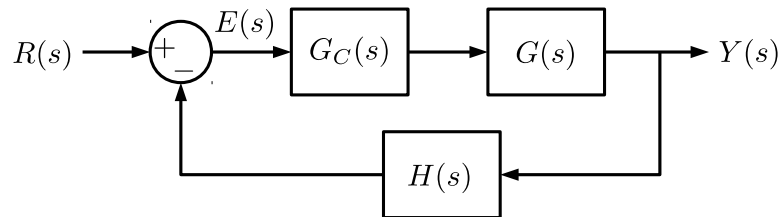
## 1.2 CONCEITOS DE SISTEMAS DE CONTROLE MODERNOS

Atualmente, a maioria dos sistemas de controle são eletrônicos e divididos em duas grandes classes: sistemas de controle analógicos e sistemas de controle digitais. Esses sistemas estão presentes em sistemas mecânicos, elétricos, hidráulicos e pneumáticos (OGATA, 2011).

Os controladores analógicos usam tipicamente componentes eletrônicos convencionais associados a amplificadores operacionais e todo o fluxo de sinais é composto por grandezas de tensão e corrente operando dentro de uma faixa de valores estipulada.

Os controladores digitais fazem uma amostragem dos sinais analógicos da planta e os convertem em valores binários que podem ser processados através de algoritmos computacionais, sendo novamente convertidos em sinais analógicos após o processamento. A vantagem do controle digital é que alterações estruturais no controlador podem ser feitas realizando-se uma mera reprogramação do seu algoritmo. Além disso, certas operações complexas perfeitamente cabíveis em controladores digitais, como expoentes e raízes, são inviáveis em controles analógicos.

Tipicamente, a obtenção da saída desejada exige o controle em malha fechada com medição do sinal de saída e comparação com a referência (figura 3).



**Figura 3 – Controle em malha fechada.**

**Fonte: Autoria própria.**

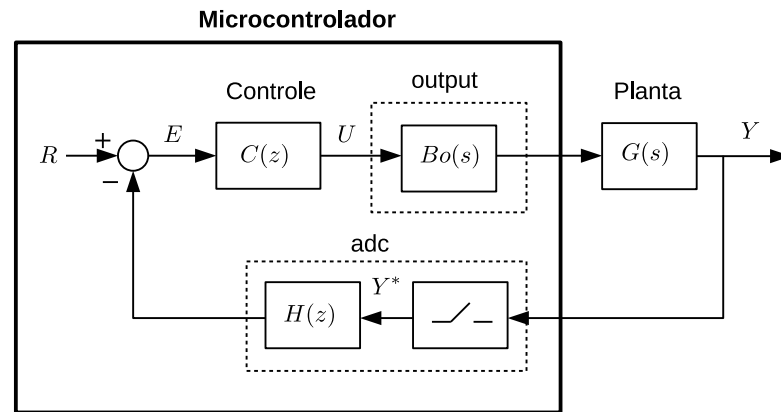
Na figura 3,  $G_c$  é a função de transferência do controlador,  $G$  é a função de transferência da planta e  $H$  é a função de transferência de realimentação do sistema em malha fechada. A extrapolação desse conceito simples aplicado ao controle digital mostra que parte dessa malha está dentro do controlador digital (tipicamente um microcontrolador) com o sinais trafegando pela malha na forma de números binários (figura 4).

Uma das formas de controle que mais se difundiu é o controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID). Trata-se de um controle linear, que aplica ganhos predeterminados ao sinal de entrada, à sua derivada e à sua integral, somando-os ao final para obter o sinal de sua saída. As características detalhadas do controle PID encontram-se no capítulo 2.

A seguir, serão abordadas algumas características de técnicas de controle que vêm sendo estudadas e aplicadas atualmente.

### 1.2.1 Controle por Realimentação de Estados

Existem três técnicas básicas de projeto de sistemas de controle por realimentação:



**Figura 4 – Malha de controle digital.**  
**Fonte: Autoria própria.**

- Lugar das raízes;
- Resposta em frequência;
- Realimentação de estados.

Embora haja muitos pontos de equivalência entre as três técnicas de projeto, o emprego de modelos por realimentação de estados tem ampliado seu campo de aplicação em virtude da possibilidade de tratar sistemas no domínio do tempo, além de permitir que o sistema seja, em algum grau restrito, não-linear, variante no tempo e MIMO (múltiplas entradas e múltiplas saídas).

Uma desvantagem do controle por realimentação de estados está no fato de ser necessário conhecer todos os estados do sistema dinâmico. Em aplicações práticas, isso implica na possibilidade de acesso a todos os estados e na implementação de um sensor para cada estado.

Nem sempre os estados estão acessíveis e nem sempre há recursos e tecnologia para obter o valor de todos os estados de um sistema dinâmico. Nesses casos, recorre-se ao conceito de observadores de estados, que correspondem a metodologias de estimação dos estados não-monitorados a partir do conhecimento dos estados monitorados e da existência de um modelo matemático para a planta. Para que os observadores de estado operem de forma efetiva, é necessário que o sistema dinâmico seja observável (ZUBEN, 2010).

### 1.2.2 Controle por Alocação de Polos

O método de alocação de polos tenta especificar completamente a dinâmica da malha fechada, onde o projetista determina a localização dos polos do sistema a partir da modelagem do processo por uma função de transferência de baixa ordem. O número de polos que se pode alocar depende da ordem do controlador. No caso de um controlador PID, o processo em malha fechada é normalmente especificado como um sistema que contém dois polos dominantes e um polo real. Os parâmetros do PID ficam então determinados pela especificação dos valores do

fator de amortecimento, da frequência natural e do terceiro polo. Esta técnica é bastante atrativa, pois é de fácil implementação computacional, podendo ser aplicada no projeto de controladores PID contínuos ou discretos (KASTER, 2012).

### 1.2.3 Controle Ótimo

#### Controle LQR

O regulador linear quadrático LQR é um controlador ótimo quem vêm sendo amplamente difundido na literatura em diversas aplicações, que vão de controle de servomecanismos em robótica ao controle de processos químicos (UYGUN; MATTHEW; HUANG, 2006) e (SUN; GAN, 2010). Isto se deve às suas excelentes características de desempenho bem como à sua simples implementação. Este tipo de estratégia de controle inclui a realimentação dos estados, que são ponderados de forma a minimizar uma função custo (BURNS, 2001). Nesta estratégia de controle os ganhos associados aos estados para geração da lei de controle são obtidos através da solução de uma equação algébrica de Ricatti, relacionada ao problema. Basicamente, é possível estabelecer um compromisso entre a amplitude das variáveis de estado, a velocidade de resposta do sistema e a amplitude do sinal de controle, através da escolha adequada dos índices de desempenho relativos a estas variáveis. A utilização deste tipo de estratégia de controle, contudo é comprometida quando da presença de distúrbios e/ou quando houver variações paramétricas no sistema a ser controlado (KANIESKI, 2010). Isto se deve ao fato de a lei de controle depender diretamente dos estados da planta, de forma que, havendo dinâmicas não consideradas, tal ação de controle é prejudicada por não conter todas as informações referentes ao sistema.

#### Controle SDRE

Desde o surgimento do Regulador Linear Quadrático (LQR), vários pesquisadores, motivados pela ideia desse método, propuseram um enfoque similar para resolver o problema do regulador não-linear (PEARSON, 1962; GARRARD; MCCLAMROCH; CLARK, 1967; BURGHART, 1969; WERNLI; COOK, 1975).

Diferentemente de métodos de controle não-lineares, o SDRE (State Dependent Riccati Equation) é de implementação elementar e altamente adequado ao uso on line. A ideia de utilização de controle por realimentação de estado baseado em SDRE para sistemas não lineares remonta a 1962 por Pearson. Nessa referência, a estabilização do sistema ao equilíbrio e a resolução da equação diferencial de Riccati dependente do tempo é obtida analiticamente para um exemplo de baixa ordem. Mais tarde a ideia foi expandida por Wernli & Cook (1975). A maior parte do desenvolvimento dessa estratégia aconteceu, porém, nas décadas de 90 e na última década com os trabalhos de Banks e Mhana (1992), Mracek e Cloutier (1998), Cloutier et al. (1998), Stansbery e Cloutier (2000), que derivaram a condição necessária para existência de qualquer matriz de ganho de um controlador SDRE. Mracek e Cloutier (1998) provaram a es-

tabilidade assintótica local para um caso de sistema de ordem  $n > 1$  com um controlador SDRE por realimentação de estado (RAFIKOVA, 2010).

#### 1.2.4 Controle Adaptativo

Muitos esforços na teoria de controle de sistemas visam incorporar características de sistemas biológicos para o tratamento de sistemas com incertezas, introduzindo diversos termos, tais como: adaptação, aprendizado, reconhecimento de padrões e auto-organização. Controle adaptativo foi provavelmente o primeiro destes termos a ser introduzido. Controle inteligente apareceu mais tarde e, atualmente, vem recebendo considerável atenção. O termo “*adaptive system*” foi formalmente introduzido na literatura de controle por Drenick e Shahbender (1957). Outra definição é a de Braun e Truxal (1959): “um sistema adaptativo é um sistema projetado de um ponto de vista adaptativo”. Intuitivamente, um controlador adaptativo é um controlador que pode modificar seu comportamento em resposta a mudanças a dinâmica do processo e perturbações. Segundo Astrom e Hagglund (1995), um controlador adaptativo é um controlador com parâmetros ajustáveis e apresenta um mecanismo para ajuste dos parâmetros.

Determinar os parâmetros adaptativos nem sempre é fácil. Em geral, tais técnicas possuem um número de parâmetros maior que dos controladores clássicos e seus efeitos são diversos. Alguns deles não possuem uma metodologia clara de projeto. Nesse caso, deve-se recorrer a métodos empíricos ou à realização de exaustivos testes de varredura dos seus parâmetros.

#### Otimização de estratégias de controle adaptativo a partir de algoritmos genéticos

Com a revolução tecnológica decorrente da evolução dos sistemas computacionais, tornou-se possível a utilização de novas técnicas de otimização do controle PID, a partir da aplicação de novos conceitos. Nesse contexto, diversos autores implementaram estratégias baseadas em Algoritmo Genético (HOLLAND, 1975). Um algoritmo genético (AG) é uma técnica de busca utilizada na ciência da computação para achar soluções aproximadas em problemas de otimização e busca, fundamentado principalmente pelo americano John Henry Holland. Algoritmos genéticos são uma classe particular de algoritmos evolutivos que usam técnicas inspiradas pela biologia evolutiva como hereditariedade, mutação, seleção natural e recombinação (ou *crossing over*).

Algoritmos genéticos são implementados como uma simulação de computador em que uma população de representações abstratas de solução é selecionada em busca de soluções melhores. A evolução geralmente se inicia a partir de um conjunto de soluções criado aleatoriamente e é realizada por meio de gerações. A cada geração, a adaptação de cada solução na população é avaliada, alguns indivíduos são selecionados para a próxima geração e recombinações ou mutados para formar uma nova população. A nova população então é utilizada como entrada para a próxima iteração do algoritmo.

Algoritmos genéticos diferem dos algoritmos tradicionais de otimização em basicamente quatro aspectos:

- baseiam-se em uma codificação do conjunto das soluções possíveis, e não nos parâmetros da otimização em si;
- os resultados são apresentados como uma população de soluções e não como uma solução única;
- não necessitam de nenhum conhecimento derivado do problema, apenas de uma forma de avaliação do resultado;
- usam transições probabilísticas e não regras determinísticas.

Estudos tem demonstrado que é possível conseguir a convergência para o entorno da solução ótima com um número relativamente pequeno de interações exigindo um esforço de computação muito menor que outras soluções, que muitas vezes utilizam uma exaustiva varredura dos parâmetros na busca da solução ótima (SIQUEIRA, 2009).

#### 1.2.5 Controle Preditivo

Nos últimos anos, os algoritmos de controle preditivo vem se tornando mais populares devido a sua eficiência e, pouco a pouco, convivem com os tradicionais controladores ajustáveis manualmente (CLARKE, 1994; FRANCA A. A. ; JUNIOR, 2012). Isto devido à sua eficiência, robustez e aspectos essenciais para aplicações em tempo real (MEJÍA, 2003). Os controladores preditivos baseados em modelo (*MPC - Model Predictive Control*) apresentam-se como uma importante forma de controle avançado para aplicação em controle industrial de processos contínuos, principalmente os químicos e petroquímicos (KOKATE; WAGHMARE; DESHMUKH, 2010). Nesta família, o controlador por matriz dinâmica (*DMC - Dynamic Matrix Control*), desenvolvido por Cutler e Ramaker (1979) é o mais popular e possui grande aceitação no tratamento de plantas monovariáveis ou multivariáveis com restrições operacionais e de malha (CAMACHO; BORDONS, 2004).

O controlador DMC é um controlador preditivo capaz de manipular restrições operacionais nas variáveis de controle e saída de forma sistemática que utiliza um modelo obtido pela resposta ao degrau do processo estável e causal (FRANCA, 2012).

#### 1.2.6 Controle por Modos Deslizantes

A metodologia de controle não-linear por modos deslizantes (*SMC- sliding mode control*), foi desenvolvida por Utkin (1978) e posteriormente modificada e adaptada por Slotine e Li (1991).

Essa técnica consiste basicamente em se reduzir o problema de controle de um sistema genérico, descrito por equações não-lineares de ordem  $n$ , para um sistema de 1ª ordem, com

incertezas nos parâmetros e/ou em sua própria estrutura matemática. Assim, dado um sistema descrito por equações de estado, sendo a entrada um termo descontínuo através de uma superfície definida no espaço de estado, a metodologia de *SMC* consiste em projetar uma lei de controle capaz de fazer com que todas as trajetórias desse sistema convirjam para a tal superfície, chamada de superfície deslizante  $S(t)$ . Em algumas publicações, tal superfície também é denominada de superfície de escorregamento ou superfície de deslizamento. A dinâmica desta superfície deve ser escolhida pelo projetista de modo que todas as trajetórias dentro da superfície  $S(t)$  convirjam para os valores desejados (set-points). Após a trajetória atingir o interior da superfície deslizante, é dito que o sistema está operando em modo deslizante. Quando o sistema está em modo de deslizamento, é insensível a variações paramétricas e perturbações externas. Essa propriedade garante robustez ao *SMC* (AGOSTINHO, 2009).

Entretanto, da forma como fora proposta por Utkin (1978), a metodologia de controle por modos deslizantes apresenta alguns problemas que dificultam sua aplicação prática e que estão relacionados aos elevados ganhos de controle e principalmente a existência de oscilações de alta frequência no esforço de controle, denominadas de *chattering*. Slotine e Li (1991) desenvolveram adaptações na metodologia clássica para eliminar a ocorrência do *chattering*.

Esta metodologia foi aplicada com sucesso em diversos sistemas não-lineares, tais como: robôs manipuladores Slotine e Sastry (1983), sistemas de posicionamento para robôs subaquáticos - ROVs (YOERGER; NEWMAN; SLOTINE, 1986) e controle de estabilidade de navios (PAPOULIAS; HEALEY, 1992).

### 1.3 JUSTIFICATIVA

Mesmo com o desenvolvimento de novas técnicas de controle, o controlador do tipo PID continua sendo o controlador mais utilizado. É unânime a importância do controle PID, estando presente na grande maioria dos sistemas de controle comerciais. É também uma das estratégias de controle mais estudadas. Segundo Dorf e Bishop (2001), a popularidade dos controladores PID pode ser atribuída parcialmente ao seu desempenho robusto sobre uma grande faixa de condições operacionais e em parte à sua simplicidade funcional que permite aos engenheiros operá-los de uma maneira simples e correta.

Apesar da sua simplicidade, versatilidade e da capacidade de promover boa performance para a maioria dos processos industriais, esse controlador não está sendo usado adequadamente, apresentando desempenho abaixo do potencial que possui, por problemas de má sintonia. Estudos realizados em diversas fábricas de papel e celulose no Canadá (ASTROM; HAGGLUND, 1995), apontam para o fato de que apenas 20% das malhas de controle estavam funcionando de forma satisfatória. Em 30% dos casos, o ajuste dos parâmetros do controlador era inadequado. Em outros 30% havia problemas nas válvulas de controle. Os 20% restantes apresentavam problemas diversos.

Com base nesses dados, fica uma pergunta: como um controlador tão estudado, sendo



o mais utilizado do mundo, não funciona corretamente na maioria das aplicações industriais? Fonseca e Filho (2004) cita várias causas: Problemas de processos e variações na dinâmica do mesmo; dificuldades de controle (não linearidades, interações, perturbações e ruídos); estratégias de controle incompatíveis com as especificações do processo e os objetivos de controle; dimensionamento inadequado dos elementos da malha de controle; erros na implementação dos controladores PID, principalmente quando se utilizam controladores programáveis; problemas na instalação de instrumentos e atuadores; configurações inadequadas e problemas de calibração de instrumentos e atuadores; desgaste dos atuadores (histerese, folga e agarramento); sintonia inadequada, problemas de manutenção dos elementos da malha de controle; restrições e problemas operacionais; outros. Somado a isso, a existência de diferentes parametrizações para o algoritmo de controle PID e, não menos importante, a falta de tempo ou conhecimento do próprio processo.

Segundo Isaksson e Graebe (1999), a literatura mostra que as técnicas de projeto de controladores PID está avançada, porém, em sistemas de baixa ordem (até segunda ordem). Faccin (2004) afirma que, para sistemas mais complexos, ou quando se deseja um desempenho maior, mantendo a robustez, ainda não há uma metodologia genérica e eficiente, que supra todas as deficiências apresentadas e que satisfaça uma vasta gama de processos industriais. Esse trabalho busca propor uma metodologia que contribua para a otimização das técnicas de controle PID.

## 1.4 OBJETIVOS

### 1.4.1 Objetivo Geral

O objetivo principal desse trabalho é aplicar uma técnica de controle PID não linear com ganhos baseados em uma função gaussiana em um conversor de topologia Buck, realizando uma análise comparativa entre o desempenho obtido entre a técnica proposta e o controle PID clássico. O objetivo da técnica é obter uma melhora no desempenho do sistema.

### 1.4.2 Objetivos Específicos

- Fazer um estudo sobre o conversor abaixador de tensão Buck, suas principais características, princípios de funcionamento, vantagens e desvantagens;
- Obter o modelo matemático do conversor Buck.
- Realizar um estudo das técnicas de controle mais utilizadas em conversores dessa topologia;
- Propor uma técnica de controle PID não linear com ganhos baseados em perfil gaussiano aplicada a esse conversor;

- Construir um modelo matemático do conversor utilizando-se o software Matlab/Simulink® e realizar simulações computacionais, para analisar seu desempenho sem a utilização do controlador e com a utilização da técnica de controle proposta;
- Comparar os desempenhos obtidos através da aplicação das técnicas de controle PID lineares e não lineares;
- Elaborar documentos e artigos científicos.

## 1.5 METODOLOGIA

Dentro da área de Engenharia Elétrica é bastante comum uma metodologia direcionada à síntese, diferindo de outras áreas, como na área de ciências biológicas, onde predomina a metodologia baseada na observação do fenômeno. Portanto, para se atingir as metas propostas, será adotada a seguinte metodologia:

- Concepção estrutural do objeto da pesquisa, a “ideia” do que vai ser pesquisado, que focará uma técnica de controle não linear baseada no controlador PID aplicada a um conversor linear de topologia Buck.
- Da concepção estrutural, realiza-se um detalhamento das partes, identificando os pontos onde focar a pesquisa bibliográfica.
- Pesquisa bibliográfica, buscando verificar o estado da arte dos estudos já realizados nessa área, além de buscar novas informações para fundamentar todos os aspectos da proposta.
- Elaboração dos modelos matemáticos para simulação computacional do sistema proposto. A realização de simulações acaba sendo um passo lógico por antecipar os resultados usando um ambiente seguro e facilmente observável.
- Documentação do desenvolvimento e dos resultados, permitindo a geração de publicações e a reprodutibilidade dos resultados por futuros pesquisadores.

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado da seguinte maneira:

- No capítulo 2 aborda-se de forma mais aprofundada o funcionamento do controle PID clássico, sua estratégia de projeto e sintonia.
- No capítulo 3 é descrita a proposta do controle PID não linear adaptativo baseado em funções gaussianas (GANLPID), com uma análise dos seus efeitos sobre sistemas de primeira e de segunda ordens.

- A seguir, no capítulo 4 é apresentada a modelagem do sistema de aplicação utilizado um conversor CC-CC tipo Buck.
- No capítulo 5 são mostrados e discutidos os resultados experimentais obtidos através da varredura paramétrica.
- Por fim, no capítulo 6 relatam-se as conclusões do trabalho, além da sugestão de continuidade da pesquisa em trabalhos futuros.

## 2 CONTROLE PID

### 2.1 INTRODUÇÃO

O Controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID) tem sido utilizado em todo o mundo para sistemas de controle industrial. A popularidade de controladores PID pode ser atribuída em parte ao seu desempenho robusto em uma ampla gama de condições de funcionamento e em parte à sua simplicidade funcional, que permite aos engenheiros operá-los de uma forma simples e direta. Esse controlador pode ser encontrado em diferentes topologias, como em paralelo, em série industrial e em série acadêmico (TORRICO, 2011). Desses, o mais empregado é o paralelo, onde os sinais proporcional, integral e derivativo estão em paralelo e são somados na saída.

Neste capítulo estudam-se as características do controle PID clássico, sua estrutura básica e as respectivas função de transferência e função no tempo, tomando-se por aplicação sistemas de primeira e segunda ordens, e analisa-se os efeitos das componentes proporcional, integral e derivativa. Posteriormente, são apresentadas algumas metodologias de projeto, com atendimento a requisitos tais como coeficiente de amortecimento, sobressinal, tempo de resposta e margem de estabilidade.

### 2.2 ESTRUTURA DO CONTROLE PID

O controle PID é uma das estratégias de controle mais conhecidas. Sua eficiência comprovada, aliada à facilidade de implantação e compreensão de seu funcionamento, fazem dela uma das mais aplicadas em processos industriais. A ideia básica de uso de um controlador PID é ler um sensor, comparar este valor lido com uma referência, calcular a resposta de saída do atuador através do cálculo proporcional, integral e derivativo e então somar os três componentes para calcular a saída. Há diversas técnicas bem estabelecidas em que se aplica a função de transferência do controlador PID e a função de transferência do sistema que se deseja controlar, para se obter os ganhos proporcional ( $K_p$ ), integral ( $K_i$ ) e derivativo ( $K_d$ ) do controlador (OGATA, 2011). Existem diversos métodos de sintonia do controle PID propostas na literatura (ZIEGLER; NICHOLS, 1942; COHEN; COON, 1953; RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986; CHEN; SEBORG, 2002; ZAYED; SMITH, 2004; LENIOWSKA, 2013). Os mais conhecidos são o método de sintonia de Ziegler-Nichols, método de sintonia de Cohen-Coon e método da síntese direta. Há também técnicas de otimização do controle PID baseadas em redes neurais, em lógica fuzzy e algoritmos genéticos.

O Método de Ziegler-Nichols é o modelo de sintonia mais utilizado e talvez o mais famoso. Publicado por J. G. Ziegler e N. B. Nichols em 1942, foi o primeiro estudo publicado com regras para sintonia de controladores baseado em testes práticos. Como a empresa em que eles trabalhavam havia acabado de lançar o primeiro controlador PID do mercado (*Fulscope* da *Taylor*), era preciso alavancar as vendas. Foi então que Ziegler, do departamento de vendas, trabalhou

junto com Nichols, do departamento de pesquisa, e juntos desenvolveram o artigo. Trata-se de um método gráfico, que consiste na análise da geometria da forma de onda do transitório da saída do sistema em malha aberta. A vantagem deste método é a facilidade de aplicação. Uma das desvantagens do método de Ziegler-Nichols é que em malha fechada tende a produzir respostas mais oscilatórias, além de não apresentar o desempenho mais otimizado.

O Método Cohen-Coon, também conhecido como método CC, foi desenvolvido pelo engenheiro G.H. Cohen e pelo matemático G.A. Coon em 1953. Este método é baseado no critério de decaimento de  $1/4$  em resposta a um distúrbio no processo. Este método foi elaborado para processos com tempos “mortos” mais elevados.

O método da Síntese Direta busca definir a função de transferência de malha fechada para impor a resposta de malha fechada. Ao especificar a resposta desejada, é necessário verificar se o controlador resultante é realizável, ou seja, se não possui um tempo morto positivo (não causal) ou termos de diferenciação pura com mais zeros que polos na função de transferência.

O controle PID é utilizado com excelentes resultados para satisfação dos critérios de tempo de assentamento e sobressinal.

### 2.2.1 Resposta proporcional

A componente proporcional depende apenas da diferença entre o ponto de ajuste e a variável de processo. Esta diferença é referida como o termo de erro. O ganho proporcional ( $K_p$ ) determina a taxa de resposta de saída para o sinal de erro (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2001). Por exemplo, se o termo de erro tem uma magnitude de 10, um ganho proporcional de 5 produziria uma resposta proporcional de 50. Em geral, aumentando o ganho proporcional irá aumentar a velocidade da resposta do sistema de controle. No entanto, se o ganho proporcional é muito grande, a variável de processo começará a oscilar. Se ( $K_p$ ) é aumentado ainda mais, as oscilações ficarão maiores e o sistema ficará instável e poderá oscilar até mesmo fora de controle.

### 2.2.2 Resposta integral

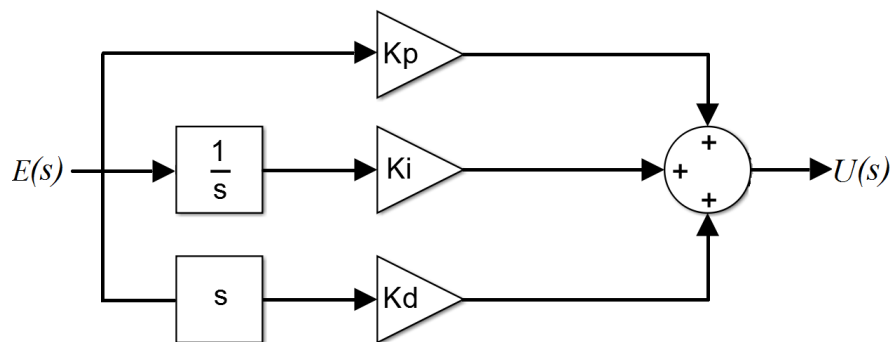
A componente integral soma o termo de erro ao longo do tempo. O resultado é que mesmo um pequeno erro fará com que a componente integral aumente lentamente. A resposta integral irá aumentando ao longo do tempo a menos que o erro seja zero, portanto, o efeito é o de conduzir o erro de estado estacionário para zero. O estado estacionário de erro (*Steady-State*) é a diferença final entre as variáveis do processo e do *set point*. Um fenômeno chamado *wind-up* (saturação) integral ocorre quando a ação integral satura um controlador, sem que o controlador ajuste o sinal de erro para zero (KASTER, 2012).

### 2.2.3 Derivada da resposta

A componente derivativa faz com que a saída diminua se a variável de processo está aumentando rapidamente. A derivada de resposta é proporcional à taxa de variação da variável de processo. Aumentar o parâmetro do tempo derivativo ( $T_d$ ) fará com que o sistema de controle reaja mais fortemente às mudanças no parâmetro de erro aumentando a velocidade da resposta global de controle do sistema. Na prática, a maioria dos sistemas de controle utilizam o tempo derivativo ( $T_d$ ) muito pequeno, pois a derivada de resposta é muito sensível ao ruído no sinal da variável de processo. Se o sinal de realimentação (*feedback*) do sensor é ruidoso ou se a taxa de malha de controle é muito lenta, a derivada de resposta pode tornar o sistema de controle instável (KASTER, 2012).

### 2.2.4 Considerações sobre projeto do controle PID

A figura 5 mostra a representação do controlador PID paralelo.



**Figura 5 – Controlador PID Paralelo**

Fonte: Autoria própria.

Grande parte do desenvolvimento apresentado a seguir está baseado em (KASTER, 2012).

O controle PID da figura 5 possui a função de transferência dada pelas equações a seguir:

$$G_C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (2.1)$$

$$= K_d \frac{s^2 + \frac{K_p}{K_d} s + \frac{K_i}{K_d}}{s} = K_d \frac{(s+a)(s+b)}{s} \quad (2.2)$$

$$= K_i \frac{\frac{K_d}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} = K_i \frac{(\frac{s}{a} + 1)(\frac{s}{b} + 1)}{s} \quad (2.3)$$

As raízes  $a$  e  $b$  são dadas por

$$a, b = -\frac{K_p}{2K_d} \pm \sqrt{\left(\frac{K_p}{2K_d}\right)^2 - \frac{K_i}{K_d}} \quad (2.4)$$

Essas raízes representam as posições dos zeros do controlador e que influem na trajetória do lugar das raízes, uma das ferramentas usadas para projeto, do sistema como um todo.

Cabe lembrar que tal sistema não é realizável por possuir o numerador com grau superior ao denominador. Porém, o que ocorre na prática é que dispositivos usados na confecção do controlador possuem um polo inerente que naturalmente atenua o sinal a partir de determinada frequência, que normalmente é bem mais elevada que os polos e zeros do controlador e esse polo inerente, na maioria dos casos, pode ser desconsiderado (KASTER, 2012).

Controladores baseados em circuitos eletrônicos comumente utilizam amplificadores operacionais que resultam em um sistema com dois zeros reais e um polo na origem, desconsiderando-se o polo intrínseco presente nos amplificadores operacionais, representado por sua frequência de corte natural que, para amplificadores operacionais comerciais mais comuns, está na casa de dezenas de MHz.

É bastante complexa e pouco usual a criação de controladores analógicos dotados de zeros complexos. Desta forma, assume-se que

$$\left(\frac{K_p}{2K_d}\right)^2 - \frac{K_i}{K_d} \geq 0$$

resultando em

$$K_p^2 \geq 4K_iK_d.$$

Também é bastante comum no projeto do controlador PID definir-se ambos os zeros com o mesmo valor ou, pelo menos, buscando colocá-los o mais próximo possível um do outro. Considerando isso, ou seja, as raízes  $a$  e  $b$  possuem o mesmo valor, aqui referido como  $\bar{a}$ , tem-se que

$$\bar{a} = -\frac{K_p}{2K_d} \quad (2.5)$$

e

$$K_p^2 = 4K_iK_d. \quad (2.6)$$

A partir das equações (2.5) e (2.6) chega-se a

$$K_p = (2|\bar{a}|)K_d \quad (2.7)$$

$$K_i = |\bar{a}|^2K_d. \quad (2.8)$$

As equações (2.7) e (2.8) representam as relações inerentes entre os ganhos de modo a atender o critério de projeto de controle PID com zeros reais e iguais.

### 2.3 APLICAÇÃO A SISTEMAS DE PRIMEIRA ORDEM

O sistema de primeira ordem tem a forma

$$G(s) = \beta \frac{1}{Ts + 1} = \frac{\beta}{T} \frac{1}{s + \frac{1}{T}}$$

onde  $T$  é definida como constante de tempo e  $\beta$  o ganho estático do sistema.

Tal sistema submetido a um controle PID em malha fechada, como mostrado no esquema da figura 3, resulta em um sistema equivalente dado por

$$G_{EQ} = \frac{G_C G}{1 + G_C G H} \quad (2.9)$$

onde  $G_C$  representa o ganho do controlador PID, conforme a equação (2.1). Disso resulta que

$$\begin{aligned} G_{EQ} &= \frac{\beta (k_d s^2 + k_p s + k_i)}{(T + \beta H k_d) s^2 + (1 + \beta H k_p) s + \beta H k_i} \\ &= \frac{1}{H} \frac{\frac{k_d}{k_i} s^2 + \frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{1}{k_i} \left( \frac{T}{\beta H} + k_d \right) s^2 + \frac{1}{k_i} \left( \frac{1}{\beta H} + k_p \right) s + 1} \end{aligned}$$

que representa a função de transferência entrada-saída em malha fechada. O ganho estático dessa função é sempre proporcional ao ganho do elemento de realimentação  $H(s)$ . Os zeros são dados pela solução do polinômio do numerador e são determinados por:

$$s_z = -\frac{k_p}{2k_d} \pm \sqrt{\left(\frac{k_p}{2k_d}\right)^2 - \frac{k_i}{k_d}} \quad (2.10)$$

que são os mesmos zeros de  $G_C$ . Os polos são dados pela solução do polinômio do denominador e são calculados por:

$$s_P = -\frac{1 + \beta H k_p}{2(T + \beta H k_d)} \pm \frac{\sqrt{(\beta H)^2 (k_p^2 - 4k_i k_d) + \beta H (2k_p - 4T k_i) + 1}}{2(T + \beta H k_d)}$$

A estabilidade desse sistema é garantida se

$$\text{Re} \left\{ \sqrt{(\beta H)^2 (k_p^2 - 4k_i k_d) + \beta H (2k_p - 4T k_i) + 1} \right\} < 1 + \beta H k_p$$

e

$$\beta H k_d + T > 0.$$

Da mesma forma, o erro em regime permanente desse sistema é dado por

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1 + G_C G H} R(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(Ts + 1)}{(T + \beta H k_d) s^2 + (1 + \beta H k_p) s + \beta H k_i} \end{aligned}$$

onde fica evidente que o erro é sempre nulo, independentemente dos valores de  $k_p$ ,  $k_i$  e  $k_d$ .

## 2.4 APLICAÇÃO A SISTEMAS DE SEGUNDA ORDEM

Considerando um sistema de segunda ordem dado pela equação:

$$G(s) = \beta \frac{\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$



onde  $\omega_n$  é definida como frequência de oscilação natural e  $\zeta$  representa o coeficiente de amortecimento, o denominador deste sistema, definido como polinômio característico do sistema, possui as raízes:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}.$$

Caso 1:  $\zeta = 0$ : sistema não amortecido:

As raízes do sistema não amortecido são dadas pela eq. 2.11 e o seu transitório é visto na figura 6.

$$s_{1,2} = j\omega_n \quad (2.11)$$

Caso 2:  $0 < \zeta < 1$ : sistema subamortecido:

As raízes do sistema não amortecido são dadas pela eq. 2.12 e o seu transitório é visto na figura 7.

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}. \quad (2.12)$$

Caso 3:  $\zeta = 1$ : sistema criticamente amortecido:

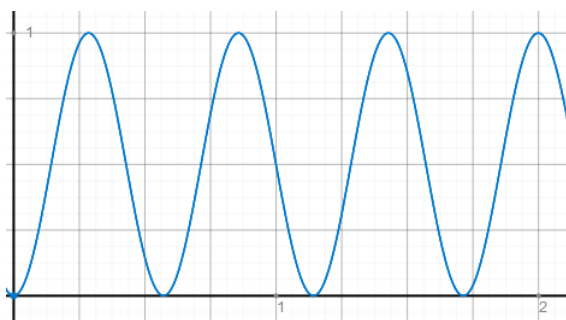
As raízes do sistema não amortecido são dadas pela eq. 2.13 e o seu transitório é visto na figura 8.

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n. \quad (2.13)$$

Caso 4:  $\zeta > 1$ : sistema superamortecido:

As raízes do sistema superamortecido são dadas pela eq. 2.14 e o seu transitório é visto na figura 9.

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}. \quad (2.14)$$



**Figura 6 – Resposta de um sistema não amortecido à entrada degrau.**

**Fonte: Autoria própria.**

Esses casos mostram como o sistema de segunda ordem genérico se comporta em malha aberta submetido a uma excitação degrau em sua entrada.

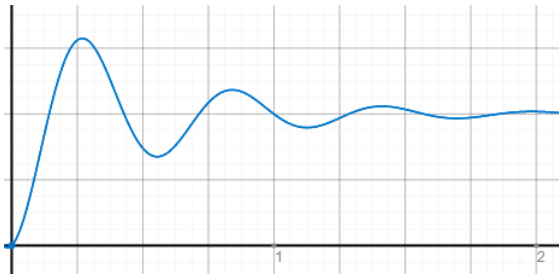


Figura 7 – Resposta de um sistema subamortecido à entrada degrau.

Fonte: Autoria própria.

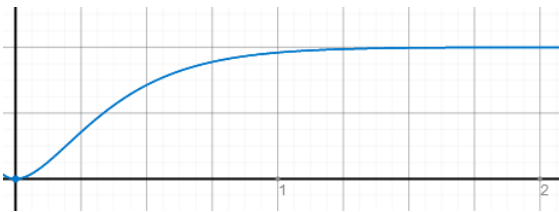


Figura 8 – Resposta de um sistema criticamente amortecido à entrada degrau.

Fonte: Autoria própria.

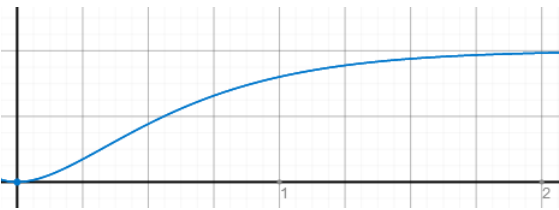


Figura 9 – Resposta de um sistema superamortecido à entrada degrau.

Fonte: Autoria própria.

Tomando-se agora esse sistema e inserindo-o em uma malha com controle PID, conforme a figura 3 e conforme a equação (2.9), tem-se:

$$\begin{aligned}
 G_{EQ} &= \beta\omega_n \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s^3 + (\beta\omega_n H k_d) s^2 + (\beta\omega_n H k_p + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2) s + \beta\omega_n H k_i} \\
 &= \frac{1}{H} \frac{\frac{k_d}{k_i} s^2 + \frac{k_p}{k_i} s + 1}{\left(\frac{1}{\beta\omega_n H k_i}\right) s^3 + \left(\frac{k_d}{k_i}\right) s^2 + \left(\frac{2\zeta\omega_n + \omega_n^2}{\beta\omega_n H k_i} + \frac{k_p}{k_i}\right) s + 1}
 \end{aligned}$$

que representa a função de transferência em malha fechada. O ganho estático é o mesmo que para o sistema de primeira ordem:  $1/H(s)$ . Também os zeros do sistema de segunda ordem são iguais aos de primeira ordem, dados pela equação (2.10). Já a determinação dos polos não é trivial, pois torna-se necessário a solução algébrica de um polinômio de terceiro grau. A alternativa é então usar teste de Routh-Hurwitz, exposto na tabela 1, e assegurar que todos os

elementos da coluna principal sejam positivos, para garantir a estabilidade.

$s^3$	1	$\beta\omega_n H k_p + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2$
$s^2$	$\beta\omega_n H k_d$	$\beta\omega_n H k_i$
$s^1$	$2\zeta\omega_n + \omega_n^2 + \beta\omega_n H k_p - \frac{k_i}{k_d}$	0
$s^0$	$\beta\omega_n H k_i$	

**Quadro 1 – Teste de Routh-Hurwitz do sistema de segunda ordem.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Assim, a condição de estabilidade deve satisfazer as condições:

$$\begin{aligned}
 \beta\omega_n H k_d > 0 &\longrightarrow k_d > 0 \\
 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 + \beta\omega_n H k_p - \frac{k_i}{k_d} > 0 &\longrightarrow \frac{k_i}{k_d} < 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 + \beta\omega_n H k_p \\
 \beta\omega_n H k_i > 0 &\longrightarrow k_i > 0.
 \end{aligned}$$

## 2.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

No presente capítulo foram abordados conceitos sobre o controle PID clássico, sua estrutura, efeito de suas componentes proporcional, integral e derivativa. Apesar de apresentar limitações de desempenho pelo fato de ser um sistema linear, ainda é bastante eficiente para uma ampla gama de aplicações. No capítulo seguinte será apresentada como alternativa uma proposta de controle não linear adaptativo baseado na estrutura do controle PID, onde os ganhos adaptativos são funções de perfil gaussiano.

## 3 CONTROLE GANLPID

### 3.1 INTRODUÇÃO

Existem processos que possuem características particulares de funcionamento. Embora a maioria dos sistemas possua natureza não linear, é comum considerar-se apenas a sua forma linear aproximada, pois facilita a análise e o projeto de sistemas de controle. O papel do controlador é fazer com que o valor da saída seja corrigido, através da ação de controle, e o que se busca é fazê-lo da forma mais eficiente possível.

Com o objetivo de melhorar o desempenho do controlador quanto a estabilidade, desempenho e robustez dos sistemas, diversos autores buscam alternativas para otimizar ações de controle. Há inúmeras aplicações onde a aplicação de estratégias de controle PID não-linear vem sendo aplicadas com êxito.

Hawwa e Masoud (2006) propõem uma técnica de controle PID não-linear que otimiza a performance de discos rígidos de computador, reduzindo o tempo que o cabeçote de gravação leva para acessar as trilhas do disco rígido. Nessa aplicação, a performance tanto de leitura quanto gravação é um diferencial no produto final. O controlador PID não-linear reduz tempo de estabilização e o esforço de controle necessário. No estudo de Hawwa, apenas o controle derivativo contém não-linearidade, enquanto os outros termos da lei de controle são lineares. Assim, o controlador é capaz de ajustar o efeito de amortecimento de acordo com a forma como a saída está em movimento em relação à faixa desejada. Isto foi realizado por meio do ajuste da ação derivativa com uma função linear, sob a forma do produto do erro e o seu ganho derivativo. He e Xu (2007) propõe uma técnica de controle PID não-linear aplicada a um conversor de topologia Buck com tensão de saída de 2 V e até 5 A de corrente onde são utilizadas quatro faixas para a variável de erro onde são assumidos diferentes ganhos proporcionais. A cada faixa de erro  $n$ , usa-se um ganho na forma  $K_{pn} = n^2 K_p$ . Testes de desempenho consideraram o transitório de partida e variações de corrente de 2 A para 5 A e vice-versa e obteve-se tempos de recuperação consideravelmente menores e com menor sobressinal (*overshoot*). Pedroso (2013) realizou um estudo comparativo entre técnicas de controle lineares (PID e LQR) e não-lineares (SDRE e ANLPID-GGF), comprovando a eficiência de soluções de controle adaptativo aplicadas a um conversor NPC CC-CA de três níveis. Em seu estudo, como se poderia esperar, os controles baseados em realimentação de estados LQR (linear) e mais particularmente SDRE (não linear) demonstraram ótimo desempenho, porém, por não possuírem termo integral, não foram capazes de tornar nulo o erro e o grau de aproximação do *setpoint*, dependendo da grandeza dos ganhos de realimentação. Em contrapartida, os controles PID (linear) e ANLPID-GGF (não linear) possuem o termo integral e, por consequência, conseguem alcançar erro nulo sem a necessidade de uso de ganhos elevados. Entre os dois últimos, o controle não linear apresenta melhor desempenho por usar de forma mais adequada ganhos diferenciados de acordo com a amplitude do erro, o que não acontece com o controle linear, pois este possui

ganhos fixos (KASTER, 2012).

Neste capítulo será apresentada a descrição da técnica de controle *Gaussian Adaptive Nonlinear* PID (GANLPID) ou PID adaptativo não linear gaussiano, onde se utiliza a estrutura do controle PID usando ganhos variáveis obtidos de uma função gaussiana.

### 3.2 CONTROLADOR GANLPID

O compensador GANLPID (*Gaussian Adaptive Nonlinear PID*) é um controlador adaptativo baseado no tradicional controlador PID, porém, ao invés de usar ganhos fixos, usa ganhos variáveis obtidos a partir de funções gaussianas. Trata-se de uma proposta ainda pouco estudada, que propõe a utilização de uma curva gaussiana como função adaptativa dos ganhos de um controlador PID como função da entrada, normalmente representada pelo erro da saída em relação à referência. A função dos ganhos adaptativos é uma adaptação da função gaussiana usada em estatística para distribuição normal. Ela é definida como uma função “par” centrada na origem e não possui necessariamente área unitária. Essa função gaussiana apresenta como características ser uma função suave com derivadas suaves e a existência de limites inferior e superior da função.

O controlador PID não linear proposto em Kaster M. S.; Cunha (2011) utiliza uma função gaussiana para o ganho integral e uma função quadrática para os ganhos proporcional e derivativo. O objetivo é basicamente ter ganhos elevados para as componentes proporcional e derivativa, quando a amplitude do erro é grande, e reduzi-los à medida que o erro diminui. O contrário acontece com a componente integral, onde a tendência de atraso causada pela integral é reduzida em erros grandes usando-se ganho pequeno, que vai aumentando à medida que o erro diminui. Entretanto, a função quadrática não é limitada em seu valor superior, além de seu valor crescer muito rapidamente. Dessa forma, ela facilmente causa saturação no sinal de controle.

A partir disso, surgiu a proposta de usar a função gaussiana para todos os ganhos adaptativos, pois ela possui limites superior e inferior bem definidos. Dessa forma, todos os ganhos tornam-se dependentes de uma mesma função, ou seja, uma função Gaussiana, restando determinar os parâmetros da curva para cada ganho pretendido. Utilizando esta análise, a função geral dos ganhos do GANLPID proposto é dada pela equação

$$f(\delta) = k_1 - (k_1 - k_0)e^{-p \cdot \delta^2} \quad (3.1)$$

onde  $\delta$  é o sinal de entrada do controlador representado pelo erro do sistema,  $k_0$  e  $k_1$  são os ganhos limitadores e  $p$  é a variável que regula a concavidade da curva gaussiana. O parâmetro  $p$  pode ser determinado como uma função do percentual  $\lambda$  da faixa entre  $k_0$  e  $k_1$  no ponto  $\delta_r$ , dado pelo equação

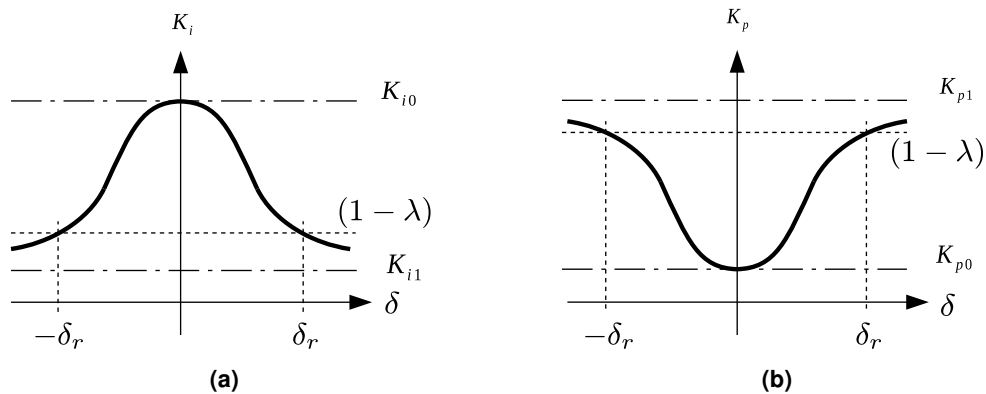
$$p = -\frac{\ln\left(\frac{k_1 - f(\delta)}{k_1 - k_0}\right)}{\delta_r^2} = -\frac{\ln(1 - \lambda)}{\delta_r^2}. \quad (3.2)$$

Todos os ganhos do PID não linear proposto são baseados na equação (3.1). Analisando essas funções, é possível concluir que  $(1 - \lambda)$  se aplica tanto para  $k_0 < k_1$  quanto para o inverso, ou seja, as curvas sempre dependerão de um mesmo valor de  $\lambda$  escolhido na curva dos ganhos não lineares. A função proposta para o ganho proporcional do GANLPID, é apresentada na equação (3.3).

$$k_p(\delta) = k_{p1} - (k_{p1} - k_{p0})e^{-p_p \cdot \delta^2} \quad (3.3)$$

Essa função é apresentada na figura 10(b). Ela oferece um ganho proporcional elevado quando o erro é grande, ajudando a acelerar a resposta transitória. Já para erro pequeno, próximo ao zero, o valor do ganho proporcional é pequeno o que ajuda a evitar o sobressinal (KASTER M. S.; CUNHA, 2011). A equação que representa o ganho derivativo é apresentada na equação (3.4).

$$k_d(\delta) = k_{d1} - (k_{d1} - k_{d0})e^{-p_d \delta^2}. \quad (3.4)$$



**Figura 10 – Representações: (a) função do ganho  $k_i(\delta)$  e (b) função do ganho  $k_p(\delta)$ .  
Fonte: Autoria própria.**

O ganho derivativo é interessante nos controladores pois auxilia na aceleração do transitório e diminuição do sobressinal (*overshoot*), porém, apresenta um efeito altamente indesejável da amplificação de ruídos. Dependendo do sistema, esse efeito indesejável é bastante significativo, tanto que muitos projetistas preferem excluir o ganho derivativo deixando apenas os ganhos proporcional e integral.

No PID não linear, o ganho derivativo possui uma forma similar à função do ganho proporcional, porém, deve-se considerar  $k_{d0} = 0$  para que o ganho seja nulo quando o sistema alcançar o regime permanente. Dessa forma, a equação 3.4 pode ser reduzida conforme a equação 3.5.

$$k_d(\delta) = k_{d1} - k_{d1}e^{-p_d \delta^2} \quad (3.5)$$

A escolha desses valores deve-se ao fato de que a componente derivativa está associada à aceleração da resposta transitória. Porém, ela contribui para amplificação dos ruídos, particularmente os de alta frequência e os picos transitórios que saturam o atuador. Por este motivo

escolheu-se um ganho derivativo nulo nas imediações do valor de regime da saída do sistema (KASTER M. S.; CUNHA, 2011).

Para o ganho integral, utiliza-se uma função de distribuição gaussiana, apresentada na figura 10 (a), conforme a equação 3.6.

$$k_i(\delta) = k_{i1} - (k_{i1} - k_{i0})e^{-p\delta^2}. \quad (3.6)$$

O ganho integral é importante, pois possibilita o erro nulo em regime permanente para sistemas tipo zero (DORF; BISHOP, 2001). Portanto ele é máximo nas proximidades do erro nulo. Entretanto, um ganho integral de grandes proporções pode levar o sistema a uma resposta mais lenta e causar a oscilação do sinal. Dessa forma, para erros elevados, deseja-se um ganho integral pequeno. A função de distribuição gaussiana é uma função não linear que atende essas características.

A metodologia deste projeto de controle necessita da estimação dos valores dos ganhos, algo que é obtido tomando como base o projeto de um controlador linear para obtenção dos valores  $k_{plin}$ ,  $k_{ilin}$  e  $k_{dlin}$ . Os ganhos lineares são usados como base para a determinação dos ganhos não lineares. Há algumas formas de se encontrar os valores ótimos dos parâmetros  $k_0$ ,  $k_1$  e  $p$  para se melhorar o desempenho do controlador não linear em relação ao linear.

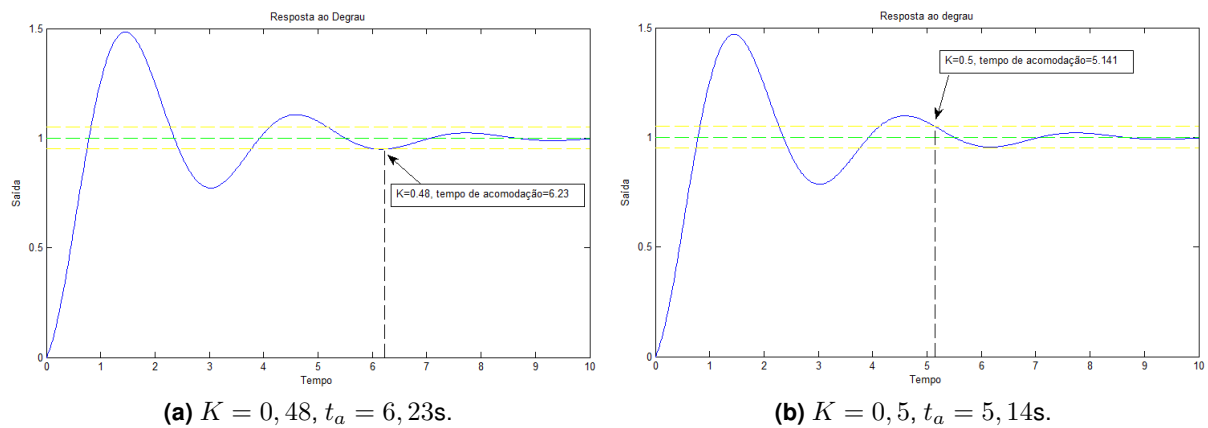
Uma das formas consiste em se realizar uma varredura paramétrica dos três parâmetros  $k_0$ ,  $k_1$  e  $p$  para as funções gaussianas de cada um dos ganhos proporcional, integral e derivativo. Esse é um método bastante preciso mas muito dispendioso computacionalmente, pois exige um grande número de interações. Se for considerado que cada função gaussiana possui três parâmetros, para cada um dos três ganhos diferentes, tem-se que o número total de cálculos de estimação na varredura equivale ao número de pontos considerados em cada parâmetro elevado à nona potência. Essa quantidade de pontos de estimação é consideravelmente elevada.

Como a ideia principal do projeto é a melhora do desempenho, obtêm-se os ganhos de forma a alcançar uma resposta ótima de aproximação do erro nulo. Esses valores serão experimentados de forma a obter uma resposta ótima de aproximação do erro nulo (SANTOS, 2013).

### 3.3 METODOLOGIA DE MEDIÇÃO DE DESEMPENHO

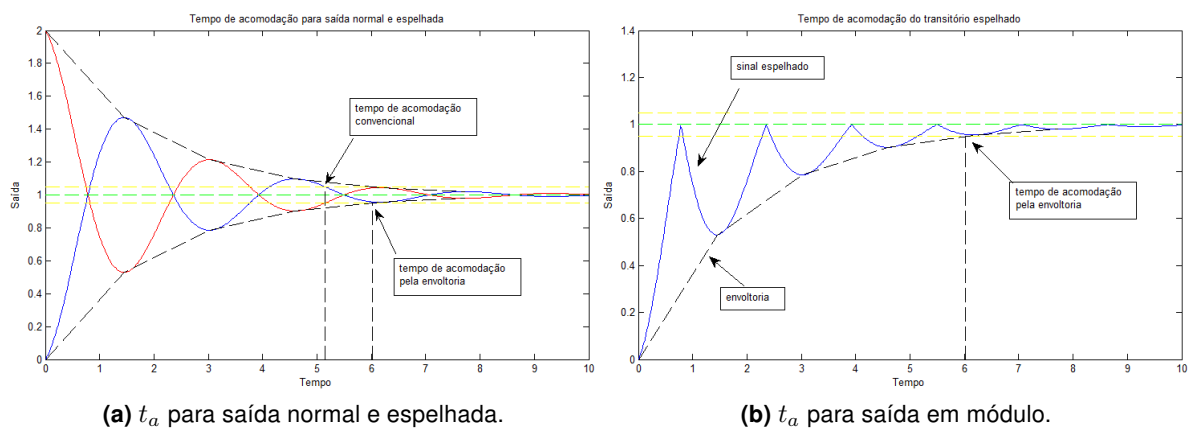
Para a medição de desempenho de um sistema de controle, é comum usar-se o tempo de acomodação (*settling-time*). Por definição, o tempo de acomodação é o intervalo de tempo entre o início do transitório e o instante em que a curva da resposta cruza definitivamente a faixa predeterminada em torno do objetivo final que é igualar-se ao valor da referência. Os valores mais comumente usados para essa faixa são 5% ou 2%. Também podem ser usados outros critérios, como o máximo sobressinal (*overshoot*) aceitável. Essas restrições limitam o número de soluções obtidos com a varredura paramétrica.

Poderia ser usado o *settling-time* para a medida de desempenho, porém ele é uma função descontínua. Nas figuras 11(a) e 11(b) são apresentados dois transitórios muito próximos, com ganhos que variam muito pouco. Entretanto, essa pequena variação de ganho faz com que um dos picos máximos ou mínimos do transitório, que antes passava além da faixa dos 5%, deixasse de ultrapassar essa faixa e o tempo de acomodação reduzisse para um valor mais próximo do máximo ou mínimo anterior. Essa descontinuidade não é desejável no estudo proposto neste trabalho, pois é realizada uma varredura paramétrica e o tempo de acomodação é parâmetro de quantização da efetividade do controle e este parâmetro não pode ser descontínuo.



**Figura 11 – Resposta ao degrau para diferentes ganhos.**  
Fonte: Autoria própria.

Na figura 11(a) pode ser vista a resposta ao degrau unitário, para  $K = 0,48$ . Nessa figura, observa-se que o tempo de acomodação é de 6,23 ms. Para um pequeno incremento de ganho para  $K = 0,5$ , o tempo de acomodação é alterado, passando a ser de 5,141 ms, conforme mostrado na figura 11(b). Isso evidencia o caráter de descontinuidade do tempo de acomodação para variações de ganho.



**Figura 12 – Tempo de acomodação pela envoltória.**  
Fonte: Autoria própria.



Para simplificar e, inclusive, automatizar a obtenção dos tempos de acomodação, adotou-se traçar a envoltória como segmentos de reta entre os picos do transitório. Além disso, a forma de onda do transitório é espelhada em relação à referência, de modo a possuir todos os picos na metade inferior em relação a esta referência. Essa estratégia é apresentada na figura 12.

### 3.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada a descrição da técnica de controle *Gaussian Adaptive Nonlinear* PID (GANLPID). Como visto, essa técnica usa ganhos adaptativos obtidos de uma função gaussiana que possui como características principais ser suave, com derivadas suaves e limitada por valores superior e inferior definidos. Também foi descrita a metodologia de medição de desempenho da estratégia de controle. No próximo capítulo será descrita a modelagem matemática do conversor CC-CC de topologia Buck que será usado como planta de testes.

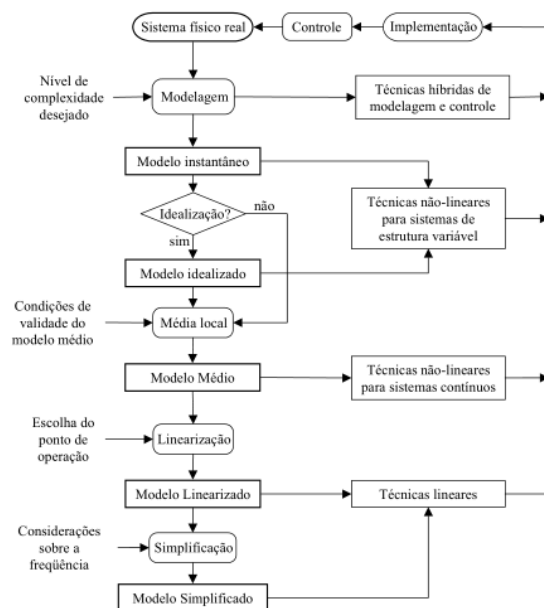
## 4 MODELAGEM DO CONVERSOR DC-DC *BUCK*

Os conversores DC-DC *Buck* são utilizados em diversos dispositivos eletrônicos. Dentre as maiores aplicações estão as fontes de alimentação de dispositivos portáteis (celulares, *tablets*, *laptops*, etc.), que tipicamente se utilizam da característica abaixadora de tensão do conversor, onde se usa a tensão da rede como fonte na entrada e geram uma tensão contínua regulada na saída, bem menor que a tensão de entrada.

Neste capítulo é desenvolvido o modelo matemático por variáveis de estado correspondente ao conversor básico *buck*. Um certo esforço é dedicado a levantar os modelos realístico e idealizado, por valores instantâneos e por valores médios. Esse modelo matemático é a base fundamental para a elaboração dos modelos computacionais usados em simulação.

### 4.1 TIPO DO MODELO

O melhor modelo depende do grau de exatidão que se deseja em relação ao sistema físico real. Em geral, quanto mais exato é o modelo, maior é a complexidade de implementação. Por este motivo, pode-se adotar simplificações, como a idealização do modelo pela não consideração de parâmetros menos significativos (até certo ponto), como as resistências intrínsecas dos componentes semicondutores, indutor e capacitor e a queda de tensão direta dos diodos. Além disso, pode-se considerar o valor médio das variáveis do modelo, o que lhe confere uma característica de operação contínua. Uma simplificação adicional pode ser obtida pela linearização do modelo, possibilitando o uso das técnicas de projeto de controle lineares. A figura 13 mostra um fluxograma de procedimentos da construção do modelo de um sistema.



**Figura 13 – Fluxograma das técnicas de modelagem**  
Fonte: (KASTER, 2006).

## 4.2 CONVERSOR BUCK

Os conversores DC-DC são dispositivos eletrônicos utilizados para converter uma fonte de tensão contínua de um nível para outro. Trata-se de uma classe de conversores de potência que utilizam comutação de sinal e armazenamento de energia através de elementos semicondutores e armazenadores (indutor ou capacitor), respectivamente. Devido à característica de comutação, também são conhecidos como reguladores chaveados ou fontes chaveadas (CHRYSSIS, 1984). O advento dos semicondutores de potência, especialmente transistores e diodos, foi fundamental para a prática da conversão por comutação (SEDRA; SMITH, 2007). A conversão é realizada através do armazenamento temporário da energia de entrada e da liberação na saída com uma tensão diferente. Esse método de conversão é mais eficiente em relação à regulação linear de tensão, alcançando valores superiores a 80% de eficiência. A utilização dessa técnica também proporciona uma redução do tamanho dos dispositivos em relação aos lineares. Atualmente, estão disponíveis versões de conversores DC-DC na forma de circuito integrado, implicando em redução de componentes adicionais. Por outro lado, a desvantagem da utilização de conversores DC-DC inclui maior custo, complexidade e emissão de ruídos. A conversão pode ser realizada para diminuir a tensão de saída em relação à tensão de entrada, os conversores *step-down*, ou o contrário, os conversores *step-up*. Além disso, pode-se variar a polaridade entre entrada e saída (LUO; YE, 2003). Os conversores são utilizados em dispositivos eletrônicos portáteis, pois tais dispositivos eletrônicos frequentemente contém diversos sub-circuitos que exigem diferentes níveis de tensão em relação ao fornecido pela fonte de alimentação. Estas características possibilitam a utilização de uma única fonte para gerar múltiplas tensões de saída controladas. Existem diversas topologias de conversores DC-DC, cada uma possui características específicas, cabendo ao projetista determinar aquela que melhor se aplica.

Conforme o próprio nome sugere, o conversor DC-DC abaixador de tensão, também conhecido como conversor *Buck*, produz um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão de entrada, enquanto a corrente média de saída é maior que a corrente média de entrada. Esse comportamento é consequência do princípio da conservação de energia (BARBI; MARTINS, 2006).

O diagrama esquemático do conversor buck é apresentado na figura 14.

O transistor  $Q$ , ao ser comutado, insere ou retira a tensão de entrada  $V_i$  do circuito. O indutor  $L$  e o capacitor  $C$  formam um filtro passa-baixas que transforma a tensão pulsada vinda do transistor  $Q$  em tensão aproximadamente contínua  $V_o$  sobre a carga. Para uma ação de filtragem suficientemente eficaz, pode-se considerar  $V_o$  praticamente constante. Sendo assim, a ondulação da corrente que passa pela carga  $R$  é desprezível, mantendo apenas o nível DC. No período em que o transistor conduz, o diodo  $V_D$  segue cortado, ocasionando uma transferência de energia da fonte para o indutor  $L$ , aumentando o valor de  $i_R$  e para o capacitor  $C$ , quando  $i_r > V_o/R$  (figura 15). Quando  $Q$  passa para o estado de corte, o diodo conduz, mantendo a

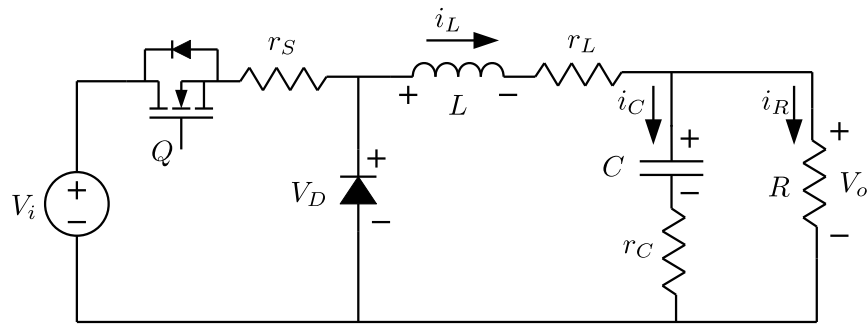


Figura 14 – Diagrama do conversor buck.

Fonte: Autoria própria.

corrente na carga constante (figura 16). A carga e o capacitor recebem energia armazenada em  $L$ . O capacitor será carregado enquanto o valor instantâneo da corrente que passa pelo indutor for maior que a corrente da carga. Quando a corrente for menor, o capacitor descarrega a fim de manter constante a corrente na carga, supondo constante a tensão  $V_o$ . A tensão  $V_i$  deve ser suportada, tanto pelo transistor quanto pelo diodo.

Se a corrente do indutor não se anula durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera em modo de condução contínua (MCC). Caso contrário, tem-se o modo de condução descontínua (MCD). O MCC é bastante utilizado, pois neste caso, há uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média na saída.

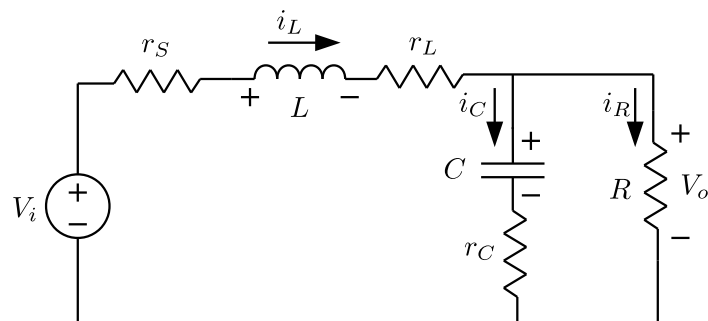


Figura 15 – Estado de condução do transistor  $Q$ .

Fonte: Autoria própria.

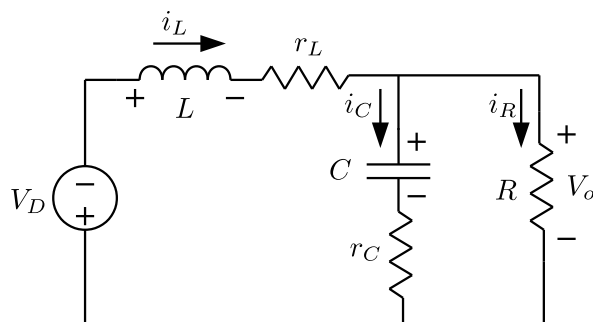


Figura 16 – Estado de corte do transistor  $Q$ .

Fonte: Autoria própria.

#### 4.2.1 Equações De Estado

Considerando a variável de controle  $q$  como  $q = 0$  quando a chave encontra-se aberta e  $q = 1$  quando a chave encontra-se fechada chega-se às equações dinâmicas do conversor:

$$L \frac{di_L}{dt} = (-r_L - r_s q) i_L - (1 - q) V_D - v_o + V_i q \quad (4.1)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = \frac{v_o - v_c}{r_c} \quad (4.2)$$

Considerando os estados  $x_1 = i_L$  e  $x_2 = v_c$  obtém-se as equações de estado

$$L \dot{x}_1 = (-r_L - r_s q) x_1 - (1 - q) V_D - v_o + V_i q \quad (4.3)$$

$$C \dot{x}_2 = \frac{v_o - x_2}{r_c} \quad (4.4)$$

agrupando os termos sensíveis ao controle  $q$ :

$$L \dot{x}_1 = -r_L x_1 - V_D - v_o + (V_D - r_s x_1 + V_i) q \quad (4.5)$$

$$C \dot{x}_2 = \frac{v_o - x_2}{r_c} \quad (4.6)$$

O sistema (4.6) é genérico pois a tensão de saída  $v_o$  ainda deve ser resolvida como função das variáveis de estado e das demais variáveis dependendo da carga que for acoplada ao sistema.

Esta forma das equações do sistema é particularmente útil quando a tensão de saída é conhecida, como em cargas ativas. Aqui cita-se o exemplo de sistemas regenerativos onde a partir de uma fonte de energia CC gera-se uma saída CA que injeta energia na rede elétrica.

É importante observar que a variável de controle  $q$  é discreta, ou seja, pode assumir apenas os valores discretos 0 ou 1. Dado que o valor discreto possui duração variável no tempo, o que se usa é o valor médio dessa variação dentro de um período de comutação PWM, definido como razão cíclica, dado por

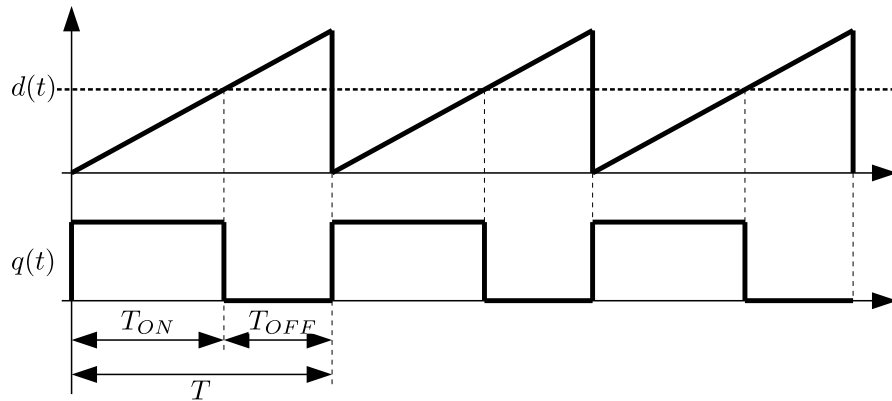
$$d(t) = d(kT) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} q(t) dt = \frac{T_{ON}}{T},$$

onde  $T$  representa o período do sinal PWM e  $T_{ON}$  é o período em que  $q(t) = 1$ , conforme mostrado na figura 17.

Embora o sinal  $q(t)$  seja o valor real que acontece no circuito, para frequências de comutação suficientemente elevadas comparadas à dinâmica do circuito e do controle, pode-se usar o sinal  $d(t)$  como equivalente a  $q(t)$ . Portanto, na modelagem que se segue, ambos os sinais são válidos.

#### 4.2.2 Carga Resistiva

O sistema de equações (4.5–4.6) descreve o comportamento do conversor Buck para qualquer tipo de carga. Entretanto, sua determinação somente é possível quando se conhece o



**Figura 17 – Sinal PWM.**  
**Fonte: Autoria própria.**

comportamento da tensão de saída  $v_0$  que pode ser ativa (quando a saída do conversor é ligada a uma fonte) ou passiva. Mesmo nas cargas passivas, a determinação do sistema pode não ser tão trivial considerando a dificuldade de modelagem da carga. Cargas não lineares são muito comuns e de modelagem complexa.

Para o caso particular do uso de uma carga resistiva  $R$ , tem-se

$$v_0 = R(i_L - i_C). \quad (4.7)$$

Substituindo nas expressões da equação de estado (4.5–4.6) obtém-se

$$L\dot{x}_1 = -\frac{r_L r_c + r_c R + r_L R}{r_c + R} x_1 - \frac{R}{r_c + R} x_2 - V_D + (-r_s x_1 + V_D + V_i)q \quad (4.8)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{R}{r_c + R} x_1 - \frac{1}{r_c + R} x_2 \quad (4.9)$$

Para um sistema idealizado, ou seja com  $r_L = r_c = r_s = 0$ , tem-se

$$L\dot{x}_1 = -x_2 - V_D + (V_i + V_D)q \quad (4.10)$$

$$C\dot{x}_2 = x_1 - \frac{1}{R} x_2 \quad (4.11)$$

e, caso a tensão de trabalho seja grande,  $V_D$  também poderia ser desprezado. Assim:

$$L\dot{x}_1 = -x_2 + V_i q \quad (4.12)$$

$$C\dot{x}_2 = x_1 - \frac{1}{R} x_2. \quad (4.13)$$

Alternativamente, pode-se escolher as variáveis de estado como sendo  $x_1 = v_c$  e  $x_2 = i_c$ . Esse conjunto de variáveis de estado permite o uso de apenas um sensor ( $v_c$ ) podendo estimar o outro estado a partir deste. Embora valores estimados sejam menos confiáveis que valores medidos, é possível usar essa estratégia em muitas aplicações.

Uma das equações dinâmicas deriva da relação entre a tensão e corrente no capacitor, dada por

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_c. \quad (4.14)$$

Considerando a variável de controle  $q$  como  $q = 0$  quando a chave encontra-se aberta e  $q = 1$  quando a chave encontra-se fechada, tem-se que

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= -v_c + qV_i \\ L \frac{d}{dt}(i_c + i_R) &= -v_c + qV_i \\ L \frac{di_c}{dt} &= -\frac{L}{RC}x_2 + qV_i \end{aligned} \quad (4.15)$$

de onde se chega às equações dinâmicas do conversor:

$$C\dot{x}_1 = x_2 \quad (4.16)$$

$$L\dot{x}_2 = -x_1 - \frac{L}{RC}x_2 + qV_i. \quad (4.17)$$

### 4.2.3 Equilíbrios

Considerando o conversor com uma carga genérica (não conhecida), dado o sistema de equações (4.5–4.6), o equilíbrio pode ser obtido fazendo  $\dot{x}_1 = 0$  e  $\dot{x}_2 = 0$

$$0 = -r_L x_1 - V_D - v_o + (V_D - r_s x_1 + V_i)q \quad (4.18)$$

$$0 = \frac{v_o - x_2}{r_c} \quad (4.19)$$

Resolvendo (4.19) para  $v_o$ , substituindo em (4.18) e resolvendo cada um dos estados obtém-se

$$x_1 = \frac{-x_2 - V_D + (V_D + V_i)q}{r_L + r_s q} \quad (4.20)$$

$$x_2 = -r_L x_1 - V_D + (-r_s x_1 + V_D + V_i)q. \quad (4.21)$$

O desconhecimento da carga não nos permite obter expressões para os equilíbrios que sejam independentes da entrada de controle  $q$ .

Para o caso de carga resistiva, tomando-se o sistema de equações (4.8–4.9), o equilíbrio pode ser obtido fazendo  $\dot{x}_1 = 0$  e  $\dot{x}_2 = 0$

$$0 = -\frac{r_L r_c + r_c R + r_L R}{r_c + R} x_1 - \frac{R}{r_c + R} x_2 - V_D + (-r_s x_1 + V_D + V_i)q \quad (4.22)$$

$$0 = \frac{R}{r_c + R} x_1 - \frac{1}{r_c + R} x_2 \quad (4.23)$$

a segunda equação do sistema resulta em

$$x_2 = R x_1. \quad (4.24)$$

A equação (4.24) descreve uma reta que contém os pontos de equilíbrio  $\bar{x}_1 \times \bar{x}_2$  como função apenas de  $R$ . Isto significa que apenas a perturbação da carga pode alterar o ponto de equilíbrio.

A figura 18 mostra a curva dos pontos de equilíbrio dos estados.

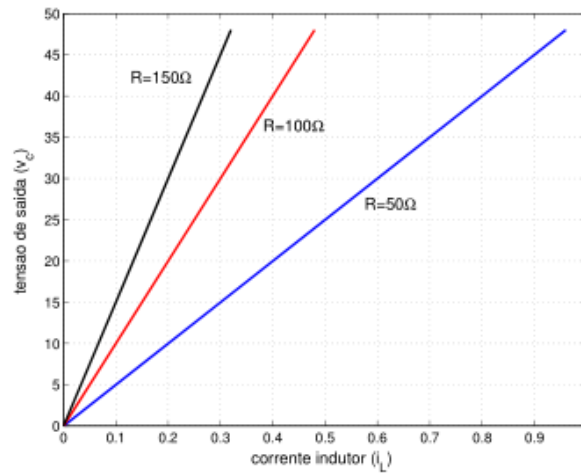


Figura 18 – Curva dos pontos de equilíbrio do conversor Buck, usando-se  $V_i = 48V$  e três valores para a resistência de carga:  $50\Omega$ ,  $100\Omega$  e  $150\Omega$ .

Fonte: (KASTER, 2006).

#### 4.2.4 Trajetórias naturais do conversor buck

No caso particular de carga resistiva  $R$ , a partir do sistema (4.9) para o subsistema  $q = 0$  obtém-se

$$L\dot{x}_1 = \left( \frac{-r_c R}{r_c + R} - r_L \right) x_1 - \frac{R}{r_c + R} x_2 - V_D \quad (4.25)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{R}{r_c + R} x_1 - \frac{1}{r_c + R} x_2 \quad (4.26)$$

e para o subsistema  $q = 1$

$$L\dot{x}_1 = \left( \frac{-r_c R}{r_c + R} - r_L - r_s \right) x_1 - \frac{R}{r_c + R} x_2 + V_i \quad (4.27)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{R}{r_c + R} x_1 - \frac{1}{r_c + R} x_2 \quad (4.28)$$

As equações tornam-se mais simples se for considerado o caso idealizado onde  $r_c = r_{ds} = r_L = 0$  e  $V_D = 0$ :

Para o subsistema  $q = 0$  obtém-se

$$L\dot{x}_1 = -x_2 \quad (4.29)$$

$$C\dot{x}_2 = x_1 - \frac{1}{R} x_2 \quad (4.30)$$

e para o subsistema  $q = 1$

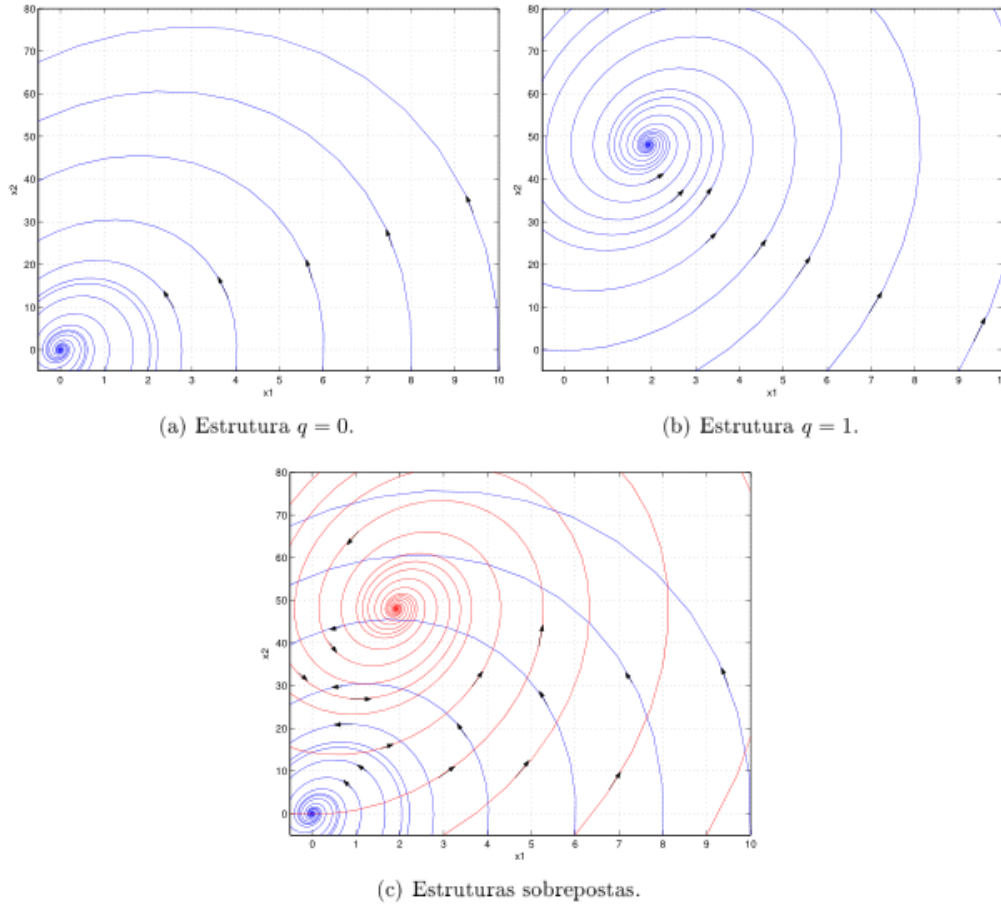
$$L\dot{x}_1 = -x_2 + V_i \quad (4.31)$$

$$C\dot{x}_2 = x_1 - \frac{1}{R} x_2. \quad (4.32)$$

Os sistemas descritos nas seções  $X$  e  $Y$  geram famílias de curvas no espaço de estados que relacionam  $x_1$  com  $x_2$ . Para isso adotou-se:  $R = 25\Omega$ ,  $L = 1\text{ mH}$ ,  $C = 10\mu\text{F}$  e  $V_i = 48\text{ V}$ .



Deste modo, obtém-se a família de curvas do sistema para  $q = 0$ , mostrada na figura 19(a), a família de curvas do sistema para  $q = 1$ , mostrada na figura 19(b) e finalmente uma composição das duas famílias de curvas, mostrada na figura 19(c).



**Figura 19 – Família de curvas do conversor buck. Foram usados:  $R = 25 \Omega$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C = 10 \mu\text{F}$  e  $V_i = 48 \text{ V}$ .**

**Fonte: (KASTER, 2006).**

#### 4.2.5 Modelo por valores médios

Tomando-se as equações discretas (4.9), trabalhando-as, tem-se

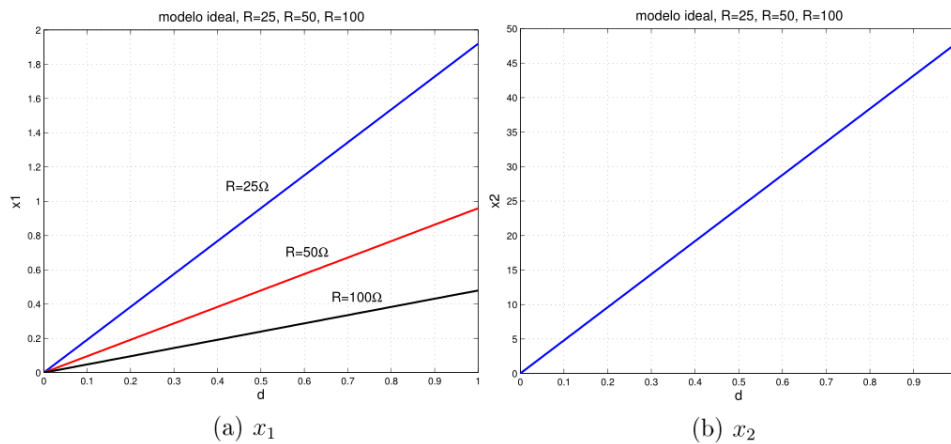
$$L\dot{x}_1 = \left( -\frac{r_c R}{r_c + R} - r_L - r_s q \right) x_1 - \frac{R}{r_c + R} x_2 - V_D + qV_D + V_i q \quad (4.33)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{R}{r_c + R} x_1 - \frac{1}{r_c + R} x_2 \quad (4.34)$$

Aplicando-se as variáveis médias:

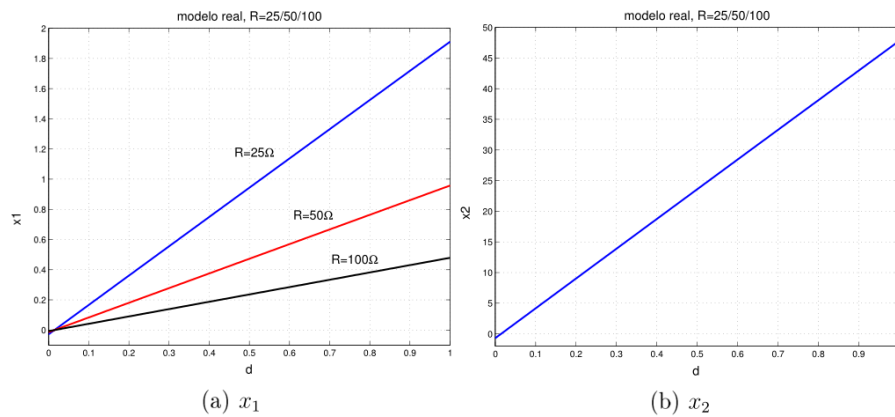
$$L\dot{\hat{x}}_1 = \left( -\frac{r_c R}{r_c + R} - r_L \right) \hat{x}_1 r_s \hat{q} x_1 - \frac{R}{r_c + R} \hat{x}_2 - V_D(1 - \hat{q}) + V_i \hat{q} \quad (4.35)$$

$$C\dot{\hat{x}}_2 = \frac{R}{r_c + R} \hat{x}_1 - \frac{1}{r_c + R} \hat{x}_2 \quad (4.36)$$



**Figura 20 – Valores de  $x_1$  e  $x_2$  em função da razão cíclica  $d$  para as equações simplificada. Foram usados  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C = 10 \mu\text{Fe}$   $E = 48 \text{ V}$ .**

**Fonte: (KASTER, 2006).**



**Figura 21 – Valores de  $x_1$  e  $x_2$  em função da razão cíclica  $d$  para o modelo realístico. Para sua obtenção foram usados  $r_c = 0.01 \Omega$ ,  $r_L = 0.01 \Omega$ ,  $v_{do} = 0.7 \text{ V}$  e  $V_i = 48 \text{ V}$ .**

**Fonte: (KASTER, 2006).**

assumindo que  $\widehat{q\hat{x}} = \hat{q}\hat{x}$  tem-se

$$L\dot{\hat{x}}_1 = \left[ -\frac{r_c R}{r_c + R} - r_L - r_s \hat{q} \right] \hat{x}_1 - \left[ \frac{R}{r_c + R} \right] \hat{x}_2 - V_D(1 - \hat{q}) + V_i \hat{q} \quad (4.37)$$

$$C\dot{\hat{x}}_2 = \left[ \frac{R}{r_c + R} \right] \hat{x}_1 - \left[ \frac{1}{r_c + R} \right] \hat{x}_2 \quad (4.38)$$

tornando o sistema discreto em contínuo tem-se  $\hat{q} = D$ , onde  $D$  corresponde à razão cíclica.

Então:

$$L\dot{\hat{x}}_1 = \left[ -\frac{r_c R}{r_c + R} - r_L - r_s D \right] \hat{x}_1 - \left[ \frac{R}{r_c + R} \right] \hat{x}_2 - V_D(1 - D) + V_i D \quad (4.39)$$

$$C\dot{\hat{x}}_2 = \left[ \frac{R}{r_c + R} \right] \hat{x}_1 - \left[ \frac{1}{r_c + R} \right] \hat{x}_2 \quad (4.40)$$

O equilíbrio no modelo pela média realístico pode ser obtido anulando as derivadas do sistema anterior. De 4.40 tem-se que

$$R\hat{x}_1 = \hat{x}_2.$$

Substituindo esta relação em 4.39 obtém-se os valores de equilíbrio de ambos os estados em função da razão cíclica dados por

$$\bar{\hat{x}}_1 = \frac{V_i D - V_D(1 - D)}{r_L + r_s D + R} \quad (4.41)$$

$$\bar{\hat{x}}_2 = \frac{R[V_i D - V_D(1 - D)]}{r_L + r_s D + R} \quad (4.42)$$

Considerando  $r_c = r_{ds} = r_L = 0$  e  $V_D = 0$ , obtém-se o equilíbrio do modelo pela média ideal:

$$\bar{\hat{x}}_1 = D \frac{V_i}{R} \quad (4.43)$$

$$\bar{\hat{x}}_2 = D V_i \quad (4.44)$$

A partir destas equações podem ser traçadas as curvas dos valores de equilíbrio dos estados em função da razão cíclica, mostrada nas figuras 20 e 21.

### 4.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

No presente capítulo foram abordadas a descrição detalhada do princípio de funcionamento do conversor CC-CC Buck, equação de estados, função de transferência, efeito do valor da carga e equilíbrios. Essa modelagem é usada na elaboração dos modelos computacionais usados em simulação, que serão apresentados no próximo capítulo.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 5.1 INTRODUÇÃO

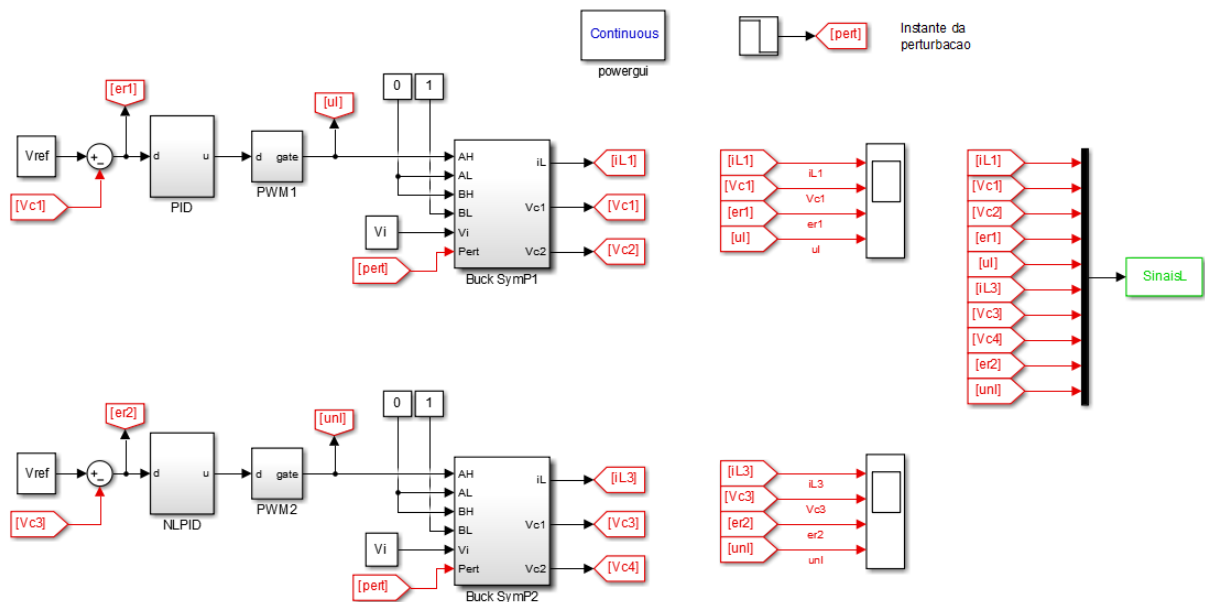
Neste capítulo é feita a descrição dos modelos computacionais do conversor Buck, os parâmetros de simulação e os resultados obtidos. Foi utilizado para a modelagem do sistema o software Matlab®, da Mathworks.

Por questões de praticidade, escolheu-se construir a estrutura de um inversor (conversor CC-CA) que pode tanto operar como inversor quanto como conversor Buck (conversor abaixador de tensão CC-CC).

No modelo constam dois conversores Buck iguais, um para a aplicação do controle PID linear e outro para a aplicação do controle não linear GANLPID, para fins de comparação.

### 5.2 MODELO MATLAB/SIMULINK®

O modelo completo utilizado para a realização das simulações é apresentado na figura 22. Observa-se na figura os dois blocos que representam os conversores Buck e as duas estruturas de controle diferentes conectadas a cada um deles.

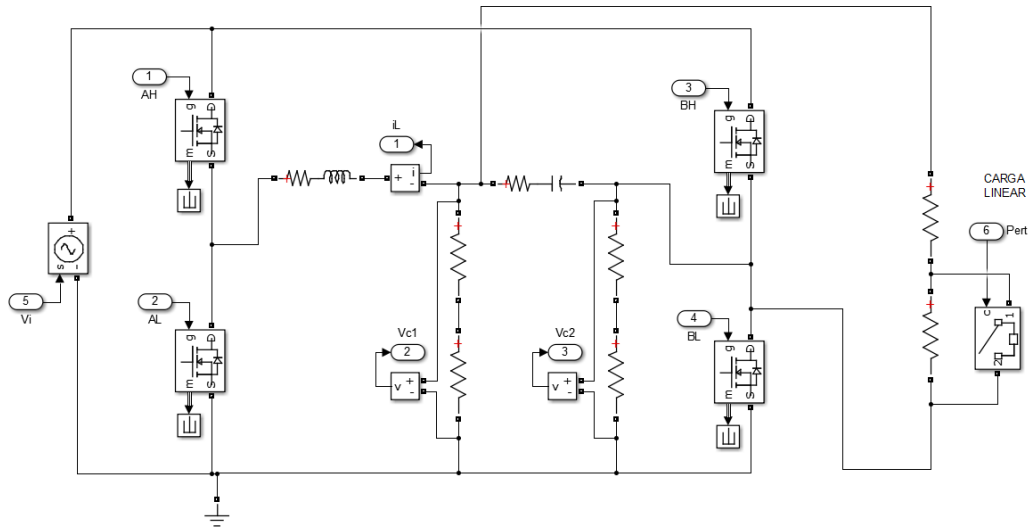


**Figura 22 – Modelo Simulink utilizado.**

Fonte: Autoria própria.

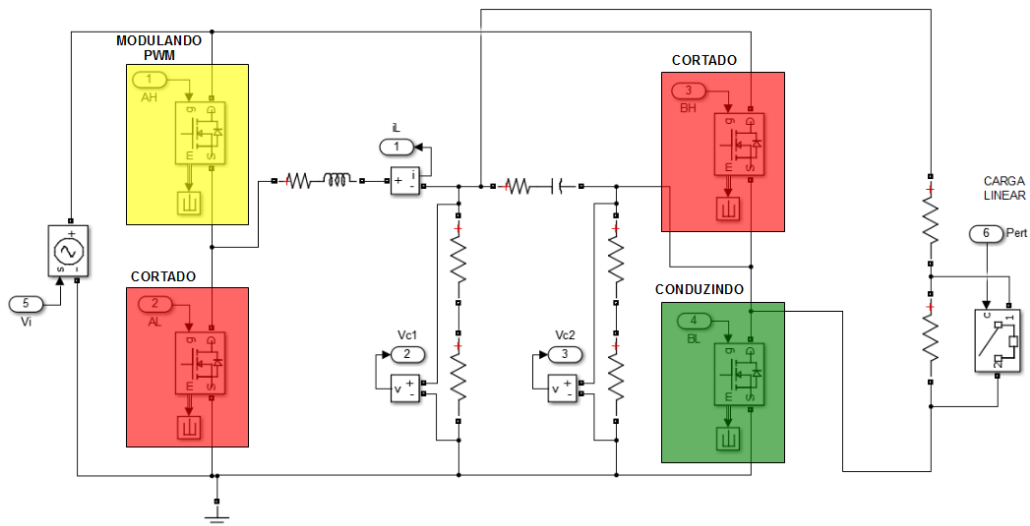
Na figura 23 é mostrado o modelo do conversor que está sendo utilizado. O conversor mostrado nessa figura refere-se à topologia convencional de um inversor CC-CA. Adotou-se essa topologia, pois o mesmo conversor pode operar tanto como inversor (conversor CC-CA) quanto como conversor Buck (conversor CC-CC rebaixador).

Para poder operar como Buck, deve-se atender as condições de operação das chaves conforme mostrado na figura 24. Nessa condição, a chave BH (chave 3) não terá nenhuma



**Figura 23 – Modelo do conversor construído no Simulink.**

**Fonte: Autoria própria.**



**Figura 24 – Condições para o inversor funcionar como conversor Buck.**

**Fonte: Autoria própria.**

influência no circuito funcionando como circuito aberto. A chave AL (chave 2), embora esteja permanentemente cortada, terá corrente passando por seu diodo interno nos instantes de corte da chave AH (chave 1) e esta corrente durará até que a corrente no indutor se anule. Quando o conversor estiver operando em modo de condução contínua (MCC), a corrente do indutor será sempre diferente de zero e o período de tempo que o diodo da chave AL conduzirá será o mesmo em que a chave AH estiver cortada. A chave BL (chave 4) estará em condução continuamente, funcionando como um curto entre a saída da carga e o terra. Por fim, a chave AH (chave 1) é a que receberá a modulação PWM e que regulará o funcionamento do conversor.

O conversor foi projetado com base em especificações bastante usuais de fontes para equipamentos de telecomunicações, que usam tensão de alimentação de 48 V com potência em torno de 150 W.

O quadro 2 apresenta as especificações do conversor.

Grandeza	valor
Tensão de alimentação ( $V_i$ )	180 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	48 V
Potência	150 W
Corrente de saída	3,125 A
Ondulação de tensão	1%
Ondulação de corrente	20%
Indutor ( $L$ )	2 mH
Capacitor ( $C$ )	10 $\mu$ F
Carga ( $R$ )	15,36 $\Omega$

**Quadro 2 – Parâmetros usados no projeto.**

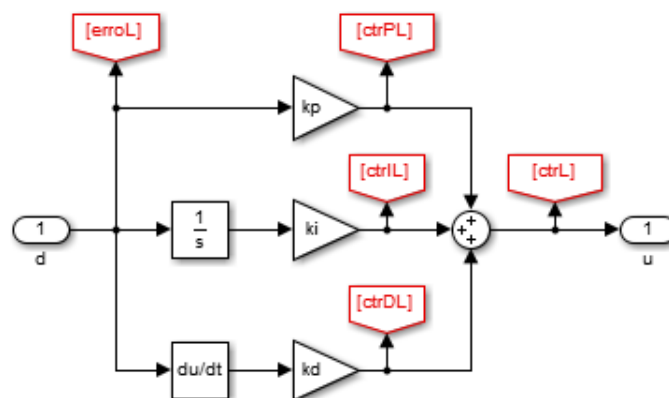
Fonte: Autoria própria.

Com base nesses valores, obtém-se a função de transferência do conversor

$$G(s) = \frac{V_i}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} = \frac{180}{2E-8 s^2 + 133.3E-6 s + 1}. \quad (5.1)$$

Essa função de transferência será usada no projeto do controlador PID.

As figuras 25 e 26 mostram os modelos Simulink® dos Controles PID e GANLPID, respectivamente. No GANLPID, os blocos de variação dos ganhos proporcional, integral e derivativo são implementados a partir dos blocos que representam a função gaussiana, conforme mostrado na figura 27.



**Figura 25 – Estrutura de controle PID linear usada na simulação.**

Fonte: Autoria própria.

### 5.3 Projeto do controle PID

No projeto do controlador PID para essa aplicação, são bastante razoáveis controladores que possuem ambos os zeros localizados na faixa  $-\omega_n < z_{1,2} < -\frac{2}{3}\omega_n$ . Uma das escolhas

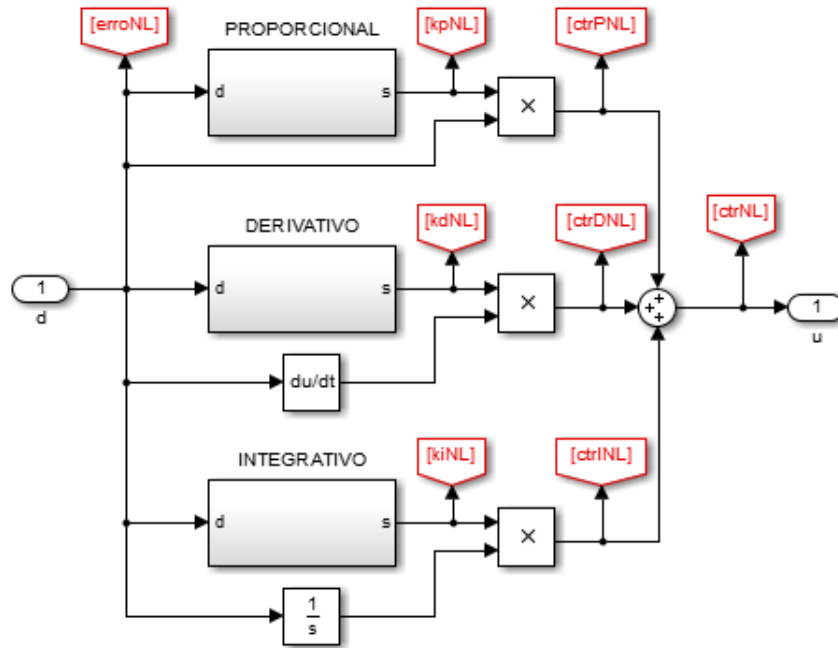


Figura 26 – Estrutura de controle GANLPID usada na simulação.  
Fonte: Autoria própria.

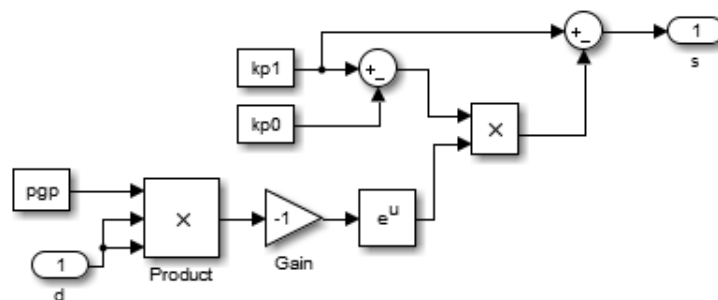


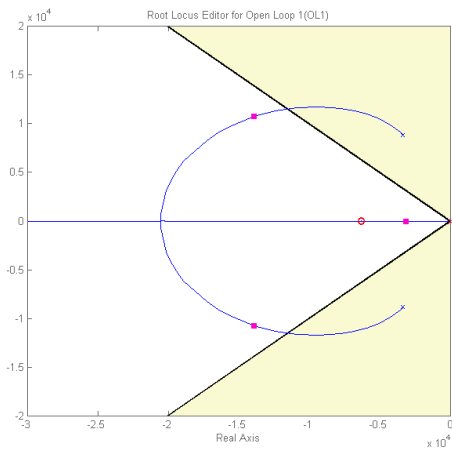
Figura 27 – Implementação da função gaussiana dos ganhos não lineares.  
Fonte: Autoria própria.

considera  $z_{1,2} = \omega_n = 9470$  rad/s que gera um controlador com bom desempenho, apesar de apresentar um ganho relativamente alto.

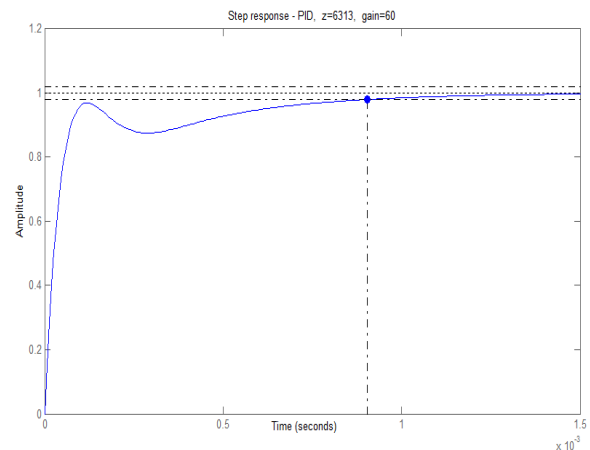
Ganhos muito altos podem trazer problemas ao sistema, pois assim como amplificam apropriadamente o sinal de realimentação, também amplificam o ruído que o sinal lido pelos sensores traz consigo. Por esse motivo, acaba sendo inevitável a necessidade de se usar um filtro passa-baixas após o sinal provindo do sensor.

Outros posicionamentos de zeros também foram testados. As figuras 28 a 30 apresentam o projeto do controlador PID considerando diferentes condições. Nas figuras dos diagramas de lugar das raízes aparece sombreado o critério do coeficiente de amortecimento como sendo  $\zeta > 0,707$ , muito usado por representar o limite a partir de onde o sistema se torna oscilatório.

A figura 28 apresenta o projeto para zeros posicionados em -6313 com ganho  $K = 60$ ; a figura 29 usa zeros em -8864 com ganho  $K = 150$  e a figura 30 usa zeros em -9470 com ganho  $K = 200$ .

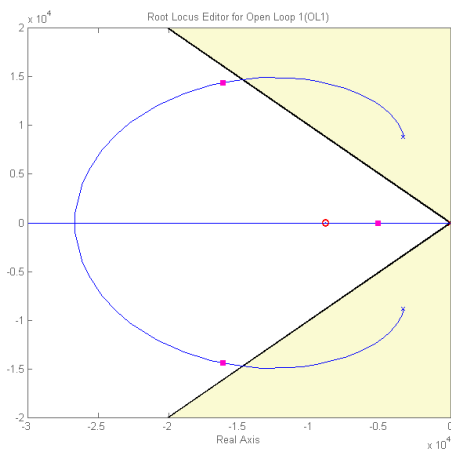


(a) Lugar das raízes.

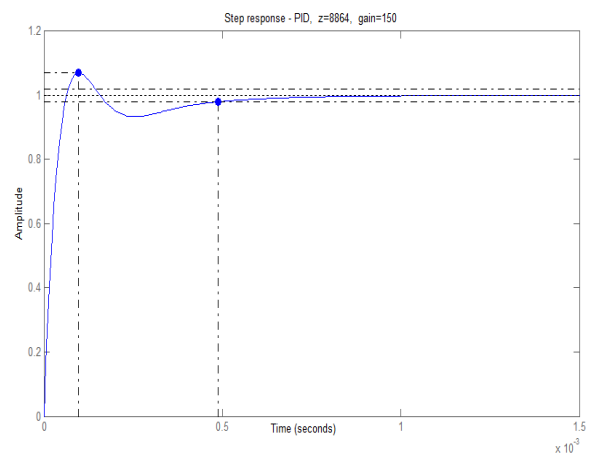


(b) Resposta ao degrau.

**Figura 28 – Projeto considerando  $K = 60$ , zeros =  $\frac{2}{3}\omega_n = -6313$ .  
Fonte: Autoria própria.**



(a) Lugar das raízes



(b) Resposta ao degrau

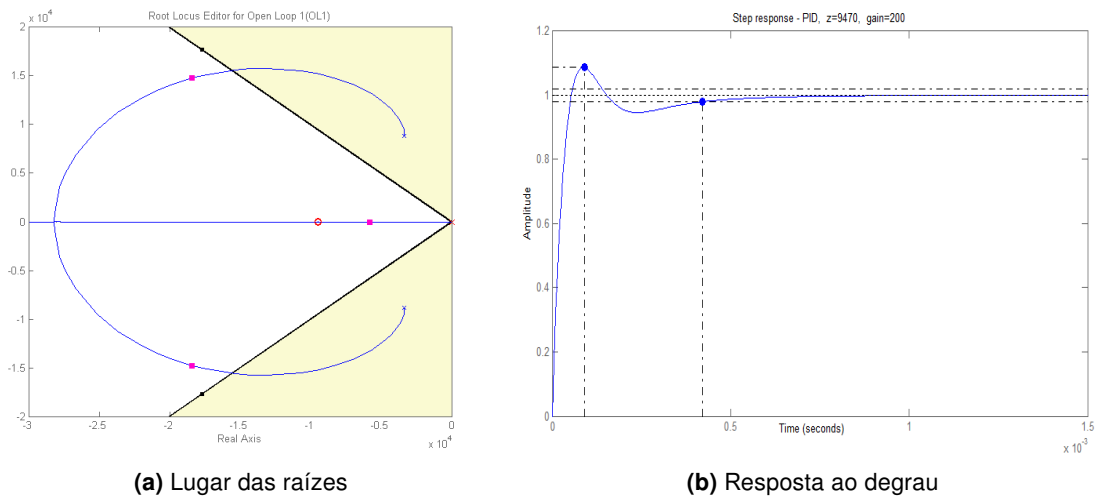
**Figura 29 – Projeto considerando  $K = 150$ , zeros =  $\omega_d = -8864$ .  
Fonte: Autoria própria.**

A figura 31 mostra a comparação entre os resultados obtidos da resposta do sistema ao degrau. A figura evidencia a já bem conhecida razão de custo-benefício entre desempenho (tempo de estabilização) e sobressinal, onde a escolha apropriada dos parâmetros para o controle PID depende da aplicação. Porém, essa figura também sugere que o uso “misto” de ganhos poderia trazer o “melhor dos dois mundos”, resultando em uma estratégia de controle que possa atender tanto desempenho quanto o sobressinal, que é a origem do controle adaptativo.

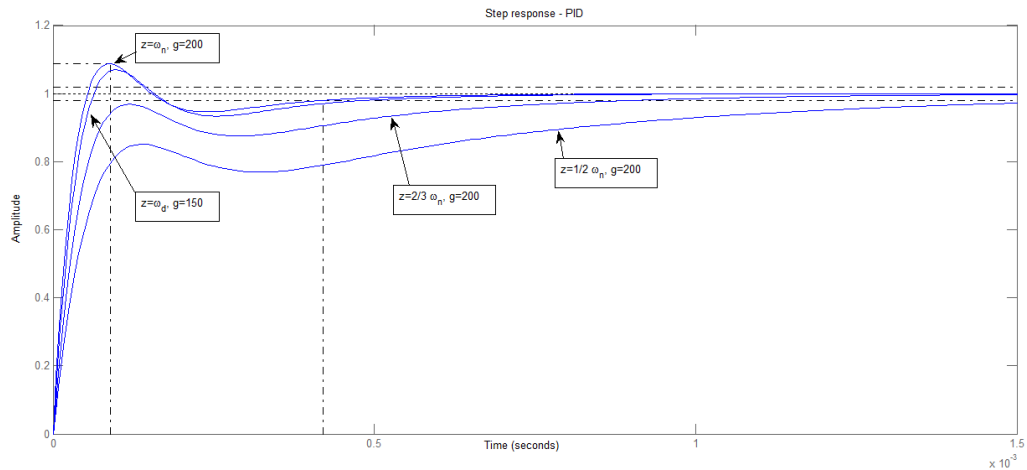
Os dois últimos projetos apresentam ótimos desempenhos porém usam ganhos muito altos e, com isso, ficam muito suscetíveis aos ruídos, o que pode até inviabilizar o controlador na prática.

Resultados obtidos por experimentação mostraram que o incremento de desempenho do GANLPID em relação ao PID tende a ser menor quanto maior o desempenho do controlador





**Figura 30 – Projeto considerando  $K = 200$ , zeros =  $\omega_n = -9470$ .  
Fonte: Autoria própria.**



**Figura 31 – Comparação da resposta ao degrau.  
Fonte: Autoria própria.**

PID projetado. Assim, fica evidente que os ganhos de desempenho do GANLPID são maiores em sistemas que possuem restrições de ganhos em seu projeto.

A proposta do controle GANLPID apresentada nesse trabalho utiliza o controle PID como base para a definição dos seus parâmetros. O controle PID adotado possui restrições de ganho, onde adotou-se que a posição dos zeros esteja em torno de  $0,5 \omega_n$ . Desta forma, pode-se ver o GANLPID como um controle melhorado que possui as mesmas restrições impostas ao controle PID linear.

#### 5.4 VARREDURA PARAMÉTRICA

Como forma de verificar, senão a melhor, mas uma boa escolha para os parâmetros das curvas gaussianas, foi realizada uma varredura paramétrica dos parâmetros gaussianos  $k_0$ ,  $k_1$  e  $p$  para os ganhos proporcional, integral e derivativo e coletados os resultados de desempenho

para cada valor adotado. O complicador dessa metodologia é que cada um dos três ganhos adaptativos possui três parâmetros. Além de exigir um número absurdamente alto de combinações de simulações, a visualização gráfica do resultado é impraticável por ter que se representar nove dimensões. Desta forma, algumas simplificações são necessárias.

Sabe-se que a componente derivativa pode auxiliar no desempenho dos transitórios, porém apresenta uma enorme desvantagem da amplificação dos ruídos e isto faz com que em um grande número de aplicações ela não seja usada. É o caso de aplicações como controle de máquinas, inversores e retificadores trifásicos controlados, filtros ativos de potência e grande parte de sistemas que utilizam controle vetorial.

Um dos pressupostos, portanto, foi de que a componente derivativa seja nula quando o erro for zero. Desta forma, a componente derivativa auxilia na velocidade do transitório mas vai diminuindo à medida que se aproxima do *set-point*, deixando de causar os efeitos negativos da amplificação dos ruídos.

Como forma de simplificar um pouco o processo, inicialmente será considerada apenas a componente proporcional, mantendo inalterados os ganhos lineares integral e derivativo. O objetivo é causar uma variação nos parâmetros  $K_{p0}$  e  $K_{p1}$  da curva gaussiana que descreve o ganho proporcional adaptativo. Posteriormente, faz-se a varredura paramétrica sobre as constantes da curva gaussiana do ganho integral e, por fim, a variação paramétrica das constantes do ganho derivativo.

#### 5.4.1 Varredura do ganho proporcional

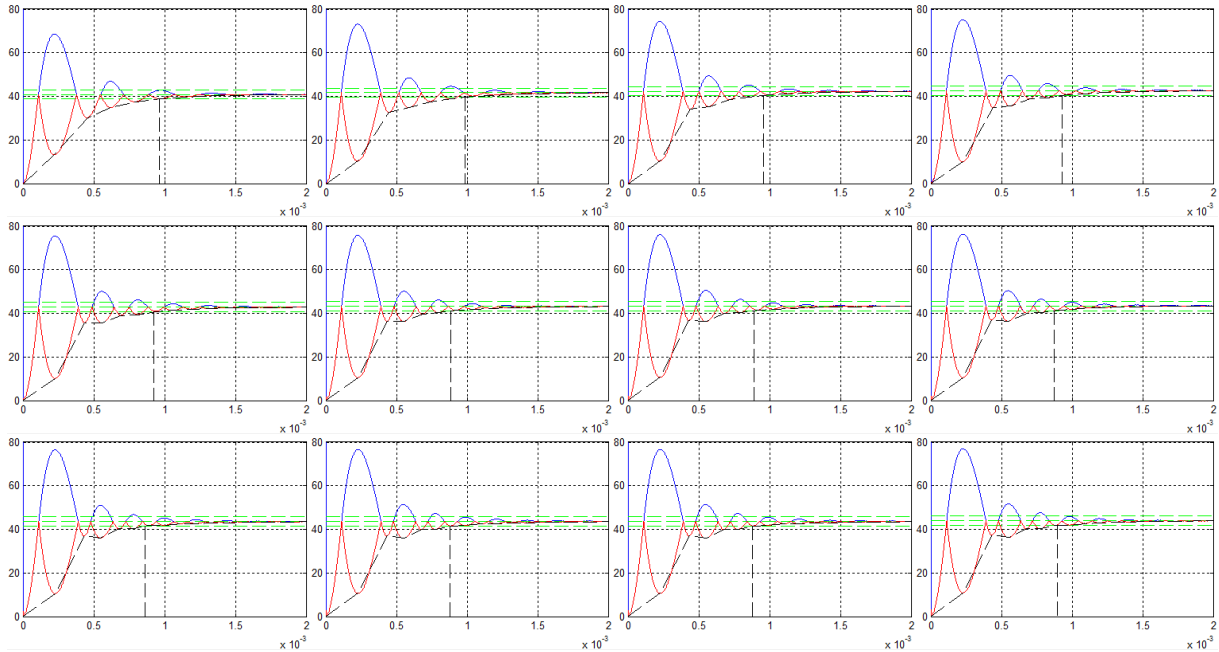
Primeiramente foi realizada uma varredura apenas no parâmetro proporcional, afetando ambos os parâmetros  $K_{p0}$  e  $K_{p1}$ , fazendo uma variação  $1 \leq x \leq 2$  de forma que  $K_{p1} = x$  e  $K_{p0} = \frac{1}{x}$ . A ideia é verificar a eficácia da variação combinada em torno do valor do ganho proporcional de referência  $K_p$ .

Na figura 32 são mostradas 12 formas de onda obtidas na sequência da varredura de  $K_{p1}$ , onde cada forma de onda inclui o transitório normal, o espelhado, a envoltória e o instante do tempo de acomodação. Dessas envoltórias são extraídas as informações de tempo de acomodação para cada ganho adaptativo testado que posteriormente geram o gráfico do desempenho pela da variação paramétrica de um dos parâmetros da função gaussiana.

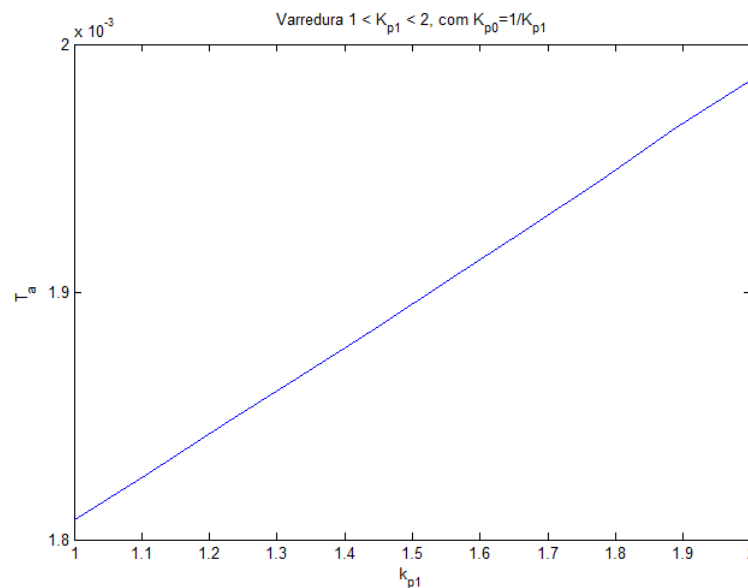
Da análise dessa variação, notou-se que praticamente não há ganho nenhum de desempenho com essa variação no ganho proporcional. Teoricamente, deveria haver inclusive uma inversão da faixa dos ganhos invertendo a curva gaussiana. O resultado dessa varredura é apresentado na figura 33.

Testou-se na sequência uma variação paramétrica apenas no parâmetro  $K_{p1}$ , mantendo  $K_{p0}$  fixo. A curva resultante do desempenho como função da varredura paramétrica de  $K_{p1}$  é mostrada na figura 34.

A seguir foi testada a variação do parâmetro  $K_{p0}$  mantendo  $K_{p1}$  fixo. O resultado é mostrado na figura 35.



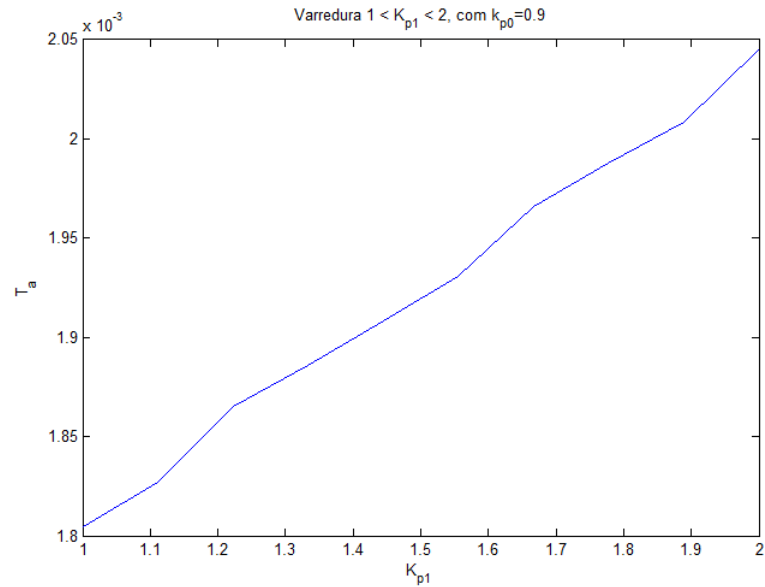
**Figura 32 – Formas de onda da variação paramétrica do parâmetro  $K_{P1}$ .**  
**Fonte: Autoria própria.**



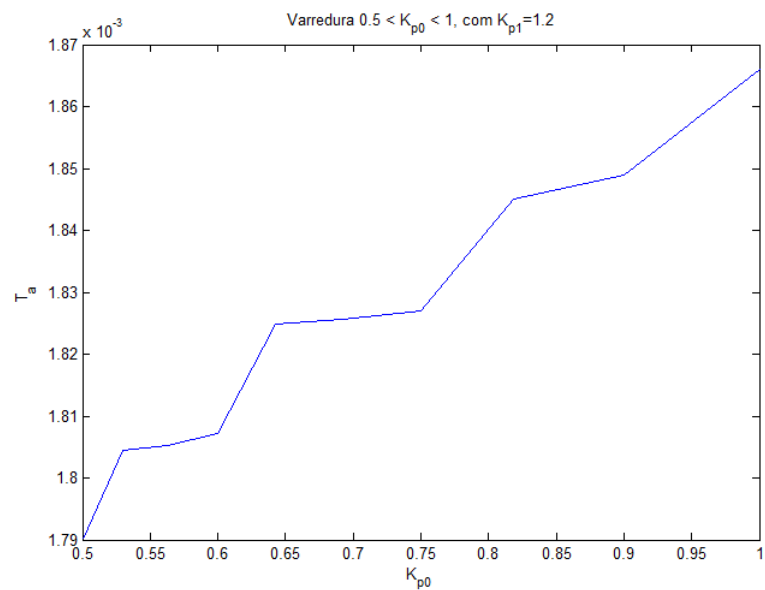
**Figura 33 – Variação paramétrica combinada  $K_{p1} = x$  e  $K_{p0} = \frac{1}{x}$ .**  
**Fonte: Autoria própria.**

Observando os resultados das três curvas, nota-se que a variação proposta não traz ganho de desempenho ao sistema, pelo contrário, traz perda do desempenho. Isso parece sinalizar que o benefício do controle GANLPID não deverá ocorrer através do ganho proporcional variável, mas dos ganhos integral e derivativo variáveis.

Um outro ponto observado é que a variação combinada na forma  $x, \frac{1}{x}$  é bastante razoável, haja visto que estipula uma relação de inversão de proporção em torno de um ponto, lembrando que para  $x \rightarrow \infty, \frac{1}{x} \rightarrow 0$ , e que se mostrou suficiente para apresentar o efeito de varredura sobre dois parâmetros ( $K_0$  e  $K_1$ ) usando apenas uma variável. Assim, essa mesma forma



**Figura 34 – Variação de  $K_{p1}$  mantendo  $K_{p0}$  fixo.**  
**Fonte: Autoria própria.**



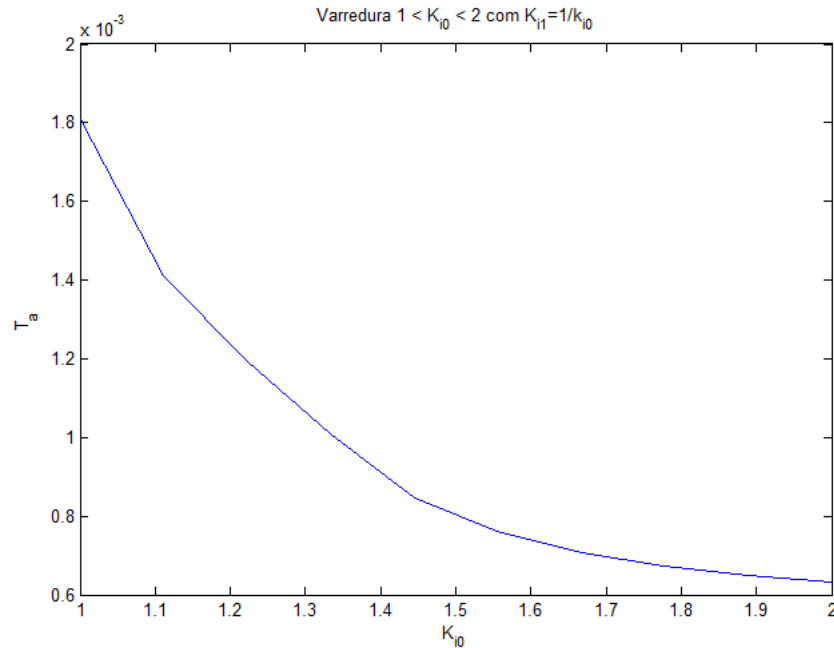
**Figura 35 – Variação de  $K_{p0}$  mantendo  $K_{p1}$  fixo.**  
**Fonte: Autoria própria.**

combinada será usada na varredura dos parâmetros do ganho integral.

#### 5.4.2 Varredura do ganho integral

Na sequência, realizou-se a verificação do efeito da variação dos parâmetros da curva gaussiana do ganho integral adaptativo.

Inicialmente foi realizada a variação combinada de ambos os ganhos na forma  $K_{i0} = \frac{1}{K_{i1}}$ , de forma similar ao que foi feito para o ganho proporcional. O resultado dessa variação é mostrado na figura 36. Como  $K_{i0}$  é maior que  $K_{i1}$ , a curva gaussiana passa a ter a concavidade



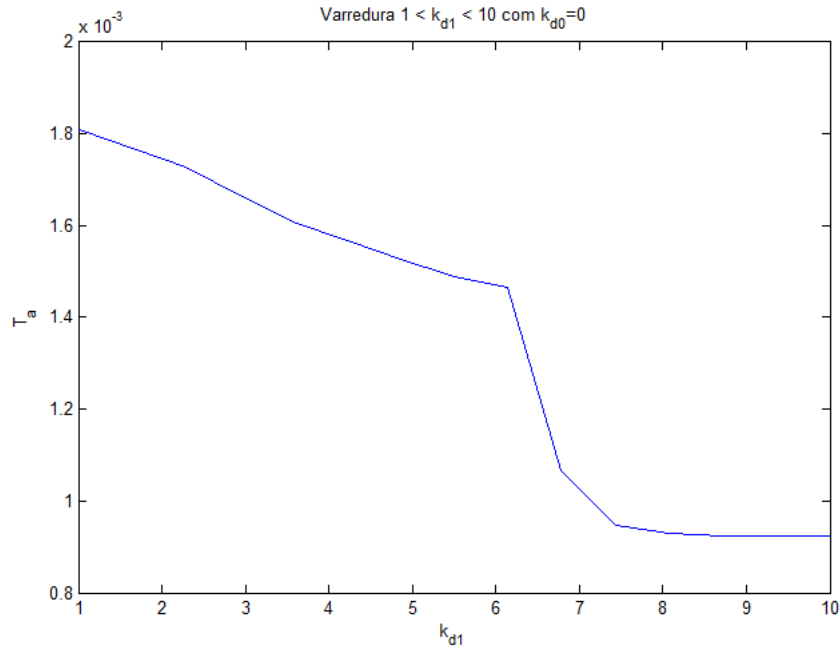
**Figura 36 – Variação paramétrica combinada  $K_{i1} = x$  e  $K_{i0} = \frac{1}{x}$ .**  
**Fonte: Autoria própria.**

voltada para baixo. É desejável que seja assim, para que se tenha um ganho integral menor quando o erro é grande e maior quando o erro é pequeno. Pode-se notar que ocorre um ganho de desempenho significativo à medida que se aumenta a amplitude da função gaussiana.

#### 5.4.3 Varredura do ganho derivativo

Por fim, foi testado o efeito da variação do ganho derivativo. Uma das pressuposições é a de que o ganho derivativo deve ser nulo quando o erro do sistema for zero. Já é de conhecimento comum que o ganho derivativo auxilia o transitório, conferindo-lhe uma resposta mais rápida, mas traz consigo um efeito altamente indesejável, que é amplificação do ruído. O ruído é um sinal de baixa amplitude mas de grandes derivadas. Desta forma, permite-se um ganho derivativo para erros grandes, onde a aceleração do transitório é desejável, pagando-se o preço da amplificação de ruído, reduzindo-o à medida que o erro diminui até anulá-lo quando se atinge o *setpoint* e, assim, não ter nenhuma amplificação de ruído quando em regime permanente. Nesse ponto, o controlador possui o mesmo comportamento que um controle PI e apresenta melhor imunidade a ruído que o PID.

Desta forma, realizou-se a variação do parâmetro  $K_{d1}$  ( $1 \leq K_{d1} \leq 10$ ) assumindo  $K_{d0} = 0$ . O resultado é apresentado na figura 37. Da figura pode-se notar que o desempenho aumenta consideravelmente para ganhos maiores do parâmetro  $K_{d1}$ , inclusive com valores bastante expressivos, como dez vezes o valor originalmente projetado para o ganho derivativo do controlador linear.



**Figura 37 – Variação de  $K_{d1}$  mantendo  $K_{d0} = 0$  fixo.**  
**Fonte: Autoria própria.**

#### 5.4.4 Varredura simultânea dos ganhos

As varreduras individuais dos parâmetros demonstraram a tendência do impacto sobre o desempenho com a variação dos parâmetros. Entretanto, notou-se que a adoção dos parâmetros ótimos individuais não trouxe o melhor desempenho do controlador. De certa forma, isso não é um fato estranho, haja visto que existe uma certa interdependência entre os parâmetros.

Portanto, chegou-se à conclusão de que seria necessário realizar a varredura paramétrica de todos os parâmetros combinados, com a variação dos ganhos integral e derivativo, mantendo o ganho proporcional fixo. Assumindo que  $K_{i0} = x$ ,  $K_{i1} = \frac{1}{x}$ ,  $k_{d1} = y$ ,  $p_i = -\ln(1 - \lambda) / \delta_{ri}^2$  e  $p_d = -\ln(1 - \lambda) / \delta_{rd}^2$ , chega-se a um total de quatro parâmetros para simulação, ou seja,  $x$ ,  $y$ ,  $\delta_{ri}$  e  $\delta_{rd}$ .

Este processo exige um número elevado de simulações e gera um grande volume de dados, o que demanda um tempo elevado para a realização da varredura paramétrica. Se considerarmos uma variação de 10 valores por parâmetro, chega-se a um total de  $10^4$  interações. Tais simulações realizadas em um computador moderno i7 com 8 GB de memória RAM consome mais de 12 horas de simulação.

Para contornar essa limitação, foi utilizada a solução de processamento paralelo do software Matlab®, da Mathworks, baseada na *toolbox Distcomp*. Essa toolbox faz com que seja possível realizar simulações em paralelo, utilizando diversos computadores, funcionando como uma *Cluster*. Pode-se aproveitar as vantagens do processamento paralelo de duas formas: levantando uma *Cluster* "local", utilizando todos os núcleos da CPU do computador, ou utilizando computadores interligados em rede. O limite do número de simulações em paralelo, nesse caso, é condicionado ao número de estações de trabalho interligadas em rede. A simulação em

paralelo só pode ser realizada em processos que não possuam interdependência de variáveis.

Para a utilização dessa estrutura, fizeram-se necessárias modificações no modelo computacional inicial, além da otimização dos scripts utilizados nas simulações da varredura. No modo local, um laço *for i=1:m* é executado em uma sequência determinística consumindo *m* tempos de simulação. Quando se está trabalhando com o processamento em paralelo, esse mesmo laço<sup>1</sup> cria *m* processos paralelos que são enviados aos núcleos de processamento, local ou em rede, que trabalham de forma independente, consumindo apenas um tempo de simulação para cada conjunto total de núcleos de processamento. A quantidade de tempos de simulação depende do número de núcleos de processamento, de forma que se tenha  $c = \text{ceil}(m/n)$ , onde *m* é o número de processos paralelos, *n* é o número de núcleos de processamento e *c* é o número de tempos de simulação<sup>2</sup>.

Em casos onde se tenha laços aninhados, pode-se não se ter uso eficiente dos recursos da *cluster*, pois apenas um dos laços pode ser executado em paralelo. Para se contornar essa questão, faz-se a serialização da sequência de simulação transformando repetições cascadeadas em uma única sequência linear. Quando se faz a serialização do laço de repetição, o gerenciador de tarefas da *cluster* distribui o modelo, scripts e parâmetros em um maior número de tarefas paralelas a serem entregues às estações. O trecho mostrado no programa 1 exemplifica a serialização usada.

```
% Número de passos de varredura
stepsx=10; stepsy=10; stepsdi=10; stepsdd=10;
NumeroDeRepeticoes = stepsx * stepsy * stepsdi * stepsdd;
floorx  = stepsy * stepsdi * stepsdd;
floory  = stepsdi * stepsdd;
floordri = stepsdd;
parfor ind = 1:NumeroDeRepeticoes % sequencia serializada
    res=ind-1;    % recomposição nos índices indx, indy, inddri, inddrd
    indx2 = floor(res/floorx);  res = res-indx2*floorx;
    indy2 = floor(res/floory);  res = res-indy2*floory;
    inddri2 = floor(res/floordri);
    inddrd2 = res-inddri2*floordri;
    indx = indx2+1;
    indy = indy2+1;
    inddri = inddri2+1;
    inddrd = inddrd2+1;
    ( ... código de simulação ... )
    % resultados: matrizes: ctac (tempos de acomodação), covr (overshoot)
    ctac(indx,indy,inddri,inddrd) = tacres(ind);
    covr(indx,indy,inddri,inddrd) = ovrres(ind);
end
```

#### Programa 1 – Trecho de programa de serialização da sequência.

Fonte: Autoria própria.

<sup>1</sup> Para se criar processos paralelos, usa-se o comando *parfor* em lugar do comando *for*.

<sup>2</sup> A função “ceil” significa arredondar para cima.

Também a coleta dos dados distribuídos exige cuidado especial na programação do *script* de simulação paralela. Após cada simulação, o resultado se encontra no espaço de trabalho do núcleo processante e deve ser resgatado de volta para o computador cliente.

Dadas essas considerações, foi elaborado um *script* de simulação paralela com a sequência serializada de  $10^4$  processos. Cada simulação deve retornar o tempo de acomodação e o sobressinal resultante daquele conjunto particular de parâmetros da varredura, no caso,  $x$ ,  $y$ ,  $\delta_{ri}$  e  $\delta_{rd}$ . O resgate dessas informações gerou duas matrizes quadridimensionais  $10 \times 10 \times 10 \times 10$ , uma com o tempo de acomodação  $Tac(i, j, k, l)$  e outra para o *overshoot*  $Ovr(i, j, k, l)$ . A proposta é filtrar seletivamente o melhor resultado considerando esses índices de desempenho. Os resultados foram agrupados de duas formas distintas denominados composição 1 e composição 2.

Na composição 1, mostrada na figura 38, os eixos  $x$  e  $y$  representam os valores de  $x$  e  $y$  (lembrando que  $K_{i0} = x$ ,  $K_{i1} = \frac{1}{x}$  e  $K_{d1} = y$ ) e os vários gráficos arranjados em forma matricial  $4 \times 4$  representam os índices  $\delta_{ri}$  e  $\delta_{rd}$ . Cada gráfico possui duas superfícies, a superior representada pelo *overshoot* e a inferior pelo tempo de acomodação. Cabe ressaltar que, para se poder combinar ambas as superfícies, foi necessário alterar as escalas de  $Tac$  e  $Ovr$ , portanto, as escalas dos gráficos não reflete os valores reais, apenas uma proporção destes.

Na composição 2, mostrada na figura 39, os eixos  $x$  e  $y$  representam os valores de  $\delta_{ri}$  e  $\delta_{rd}$  (lembrando que  $p_i = -\ln(1 - \lambda)/\delta_{ri}^2$  e  $p_d = -\ln(1 - \lambda)/\delta_{rd}^2$ ) e os vários gráficos arranjados em forma matricial  $4 \times 4$  representam os índices  $x$  e  $y$  dos ganhos  $K_{io}$ ,  $K_{i1}$  e  $K_{d1}$ .

## 5.5 PONTO ÓTIMO

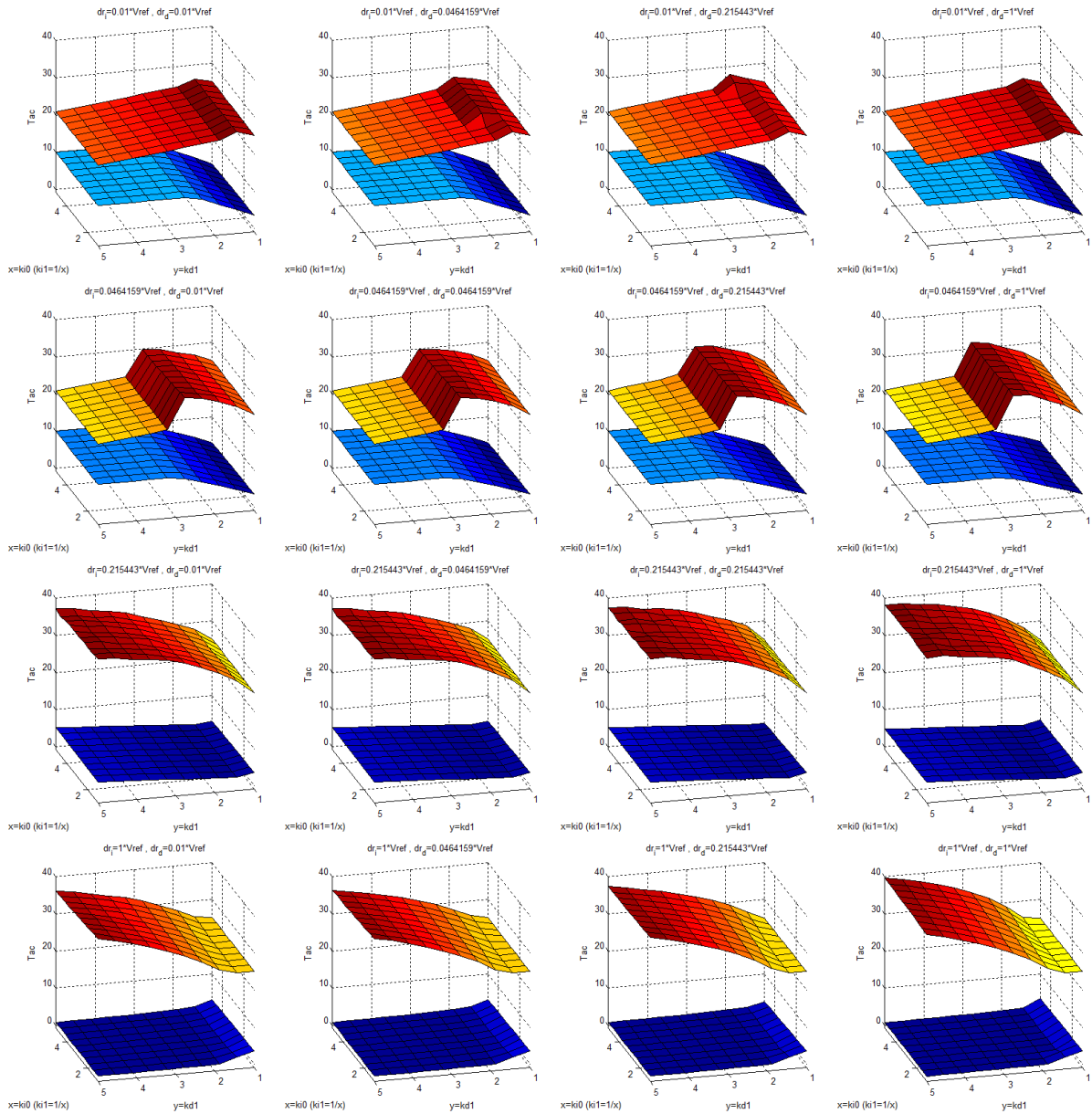
Como já referido, adotou-se o uso de dois índices para a busca do ponto ótimo de operação do GANLPID, tempo de acomodação e *overshoot*. Dentro da metodologia proposta, primeiramente foi feita uma filtragem dentre o conjunto de soluções pelas que satisfazem um critério de *overshoot* máximo admissível. Adotou-se filtrar apenas resultados que possuam *overshoot*  $< 5\%$ . Com isso, o conjunto resultante fica consideravelmente reduzido e contendo apenas as soluções que satisfazem o critério proposto. Fica a critério do projetista escolher o método de filtragem que desejar, podendo considerar inclusive variáveis provindas de outros estados que não sejam o estado sendo controlado<sup>3</sup>.

Posteriormente, dentro do conjunto resultante fez-se a busca da solução que possui o menor tempo de acomodação. O trecho apresentado no programa 2 exemplifica o algoritmo usado na busca da solução ótima. Os valores ótimos obtidos são apresentado no quadro 3.

De posse dos valores ótimos, foi realizada uma simulação comparativa entre o PID e o GANLPID com captura de uma quantidade maior de sinais de modo a verificar o comportamento

<sup>3</sup> Em alguns casos de conversores de eletrônica de potência, embora se deseje controlar a tensão de saída, pode-se querer soluções que atendam a requisitos de *overshoot* máximo de corrente.

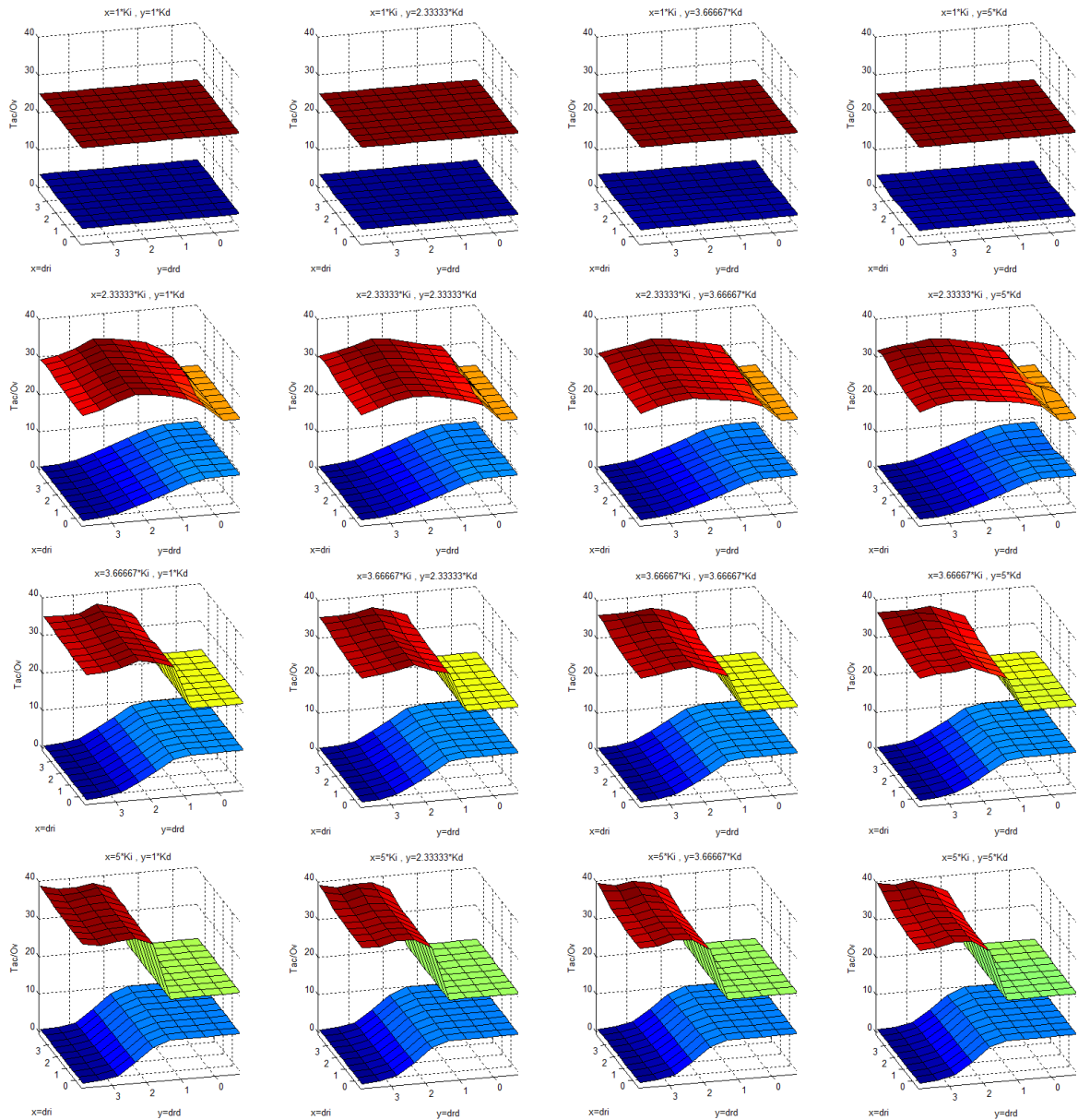




**Figura 38 – Composição 1: Superfícies  $Tac$  (inf.) e  $Ovr$  (sup.) arranjadas segundo variação de  $\delta_{ri}$  e  $\delta_{rd}$ .  
Fonte: Autoria própria.**

Parâmetro	valor
$x$ ótimo ( $OpX$ )	$1.89 \cdot K_i$
$y$ ótimo ( $OpY$ )	$1 \cdot K_d$
$\delta_{ri}$ ótimo ( $OpDri$ )	$48 V$
$\delta_{rd}$ ótimo ( $OpDrd$ )	$0,48 V$
$Tac$ resultante	$0,4804 ms$
$Ovr$ resultante	$4,97 \%$

**Quadro 3 – Valores ótimos obtidos da varredura paramétrica.  
Fonte: Autoria própria.**



**Figura 39 – Composição 2: Superfícies  $T_{ac}$  (inf.) e  $O_{vr}$  (sup.) arranjadas segundo variação de  $x$  e  $y$ .**  
**Fonte: Autoria própria.**

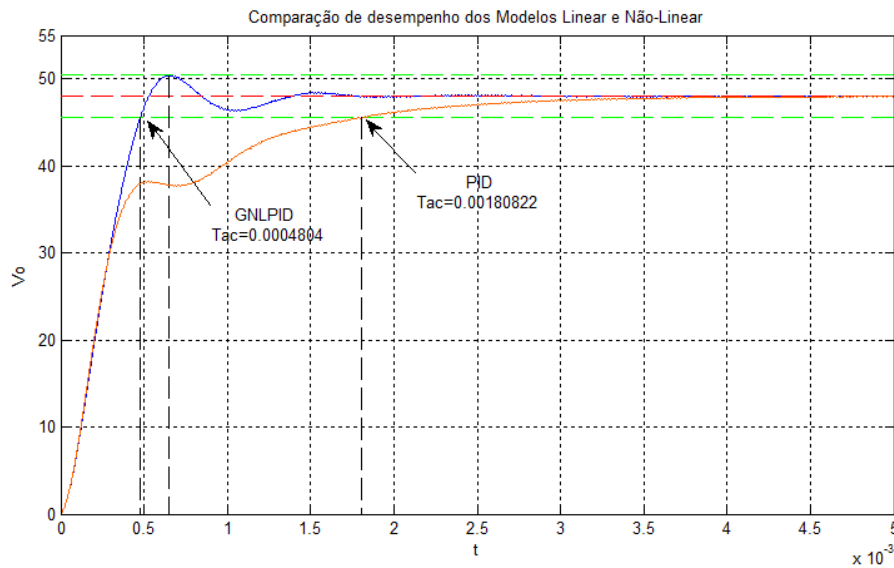
```

for ind = 1:NumeroDeRepeticoes
    if covr(xx,yy,dri,drd)>(0.95*Vref) && covr(xx,yy,dri,drd)<(1.05*Vref)
        if ctac(xx,yy,dri,drd) < OpTac
            OpTac = ctac(xx,yy,dri,drd);
            OpOvr = covr(xx,yy,dri,drd);
            OpX = x(xx);
            OpY = y(yy);
            Opdri = exp(dRefi(dri));
            Opdrd = exp(dRefd(drd));
        end
    end
end
end

```

**Programa 2 – Trecho de programa de seleção do valor ótimo.**  
**Fonte: Autoria própria.**

do sinal de controle, variação de ganhos etc, figura 40.



**Figura 40 – Comparação de desempenho entre os controles PID linear e GANLPID. Valores PID:** [  $T_{ac} = 0.00180822$ ,  $Ovr = 48.0286$  em  $t = 0.00499062$ ,  $k_i = 10$ ,  $k_p = 2.83e-3$ ,  $k_d = 2e-7$  ]. **Valores GANLPID:** [  $T_{ac} = 0.0004804$ ,  $Ovr = 50.3838$  em  $t = 0.00065104$ ,  $k_{i0} = 18.8889$ ,  $k_{i1} = 5.29412$ ,  $dri = 0.48$ ,  $k_{d1} = 2e-07$ ,  $drd = 0.48$  ].

**Fonte: Autoria própria.**

Os resultados comparativos do transitório de tensão de saída do PID e do GANLPID estão apresentados na figura 40. Da figura pode-se verificar que, mesmo usando as mesmas restrições do PID, o GANLPID melhorou o desempenho do modelo de maneira significativa, em comparação ao controle PID linear. O GANLPID apresentou um tempo de acomodação de 0,4804 ms contra 1,808 ms do PID, uma redução de 73,4%, mantendo um *overshoot* inferior a 5%.

Na figura 41 são apresentados os transitórios da tensão de saída, do sinal de controle e as variações de ganho  $k_i(\delta)$  e  $k_d(\delta)$  durante o transitório. Nota-se no sinal de controle  $u$  que existe uma variação de alta frequência no sinal, particularmente quando o erro é grande, e ela praticamente desaparece quando o *setpoint* é atingido. Esse é o efeito direto da variação do ganho derivativo, que se anula quando o erro é zero. Esse comportamento é altamente desejável, principalmente em sistemas que possuem problemas com a componente derivativa em seu controle.

Outro ponto a considerar é que o ganho integral do GANLPID em regime permanente tende a ser mais alto que o ganho integral do PID. Em uma simples análise, sabe-se que em regime permanente as componentes proporcional e derivativa (sem considerar ruído) se anulam e a única componente responsável pelo sinal de controle é a integral. Considere-se para o PID:

$$u = k_i \int_0^t \delta_1(\tau) d\tau$$

onde  $\delta_1(t)$  é o transitório do sinal de erro para o PID. No caso do GANLPID, tem-se um transitório do sinal de erro  $\delta_2(t)$  mais rápido e, com isso, a área computada na integral é menor e

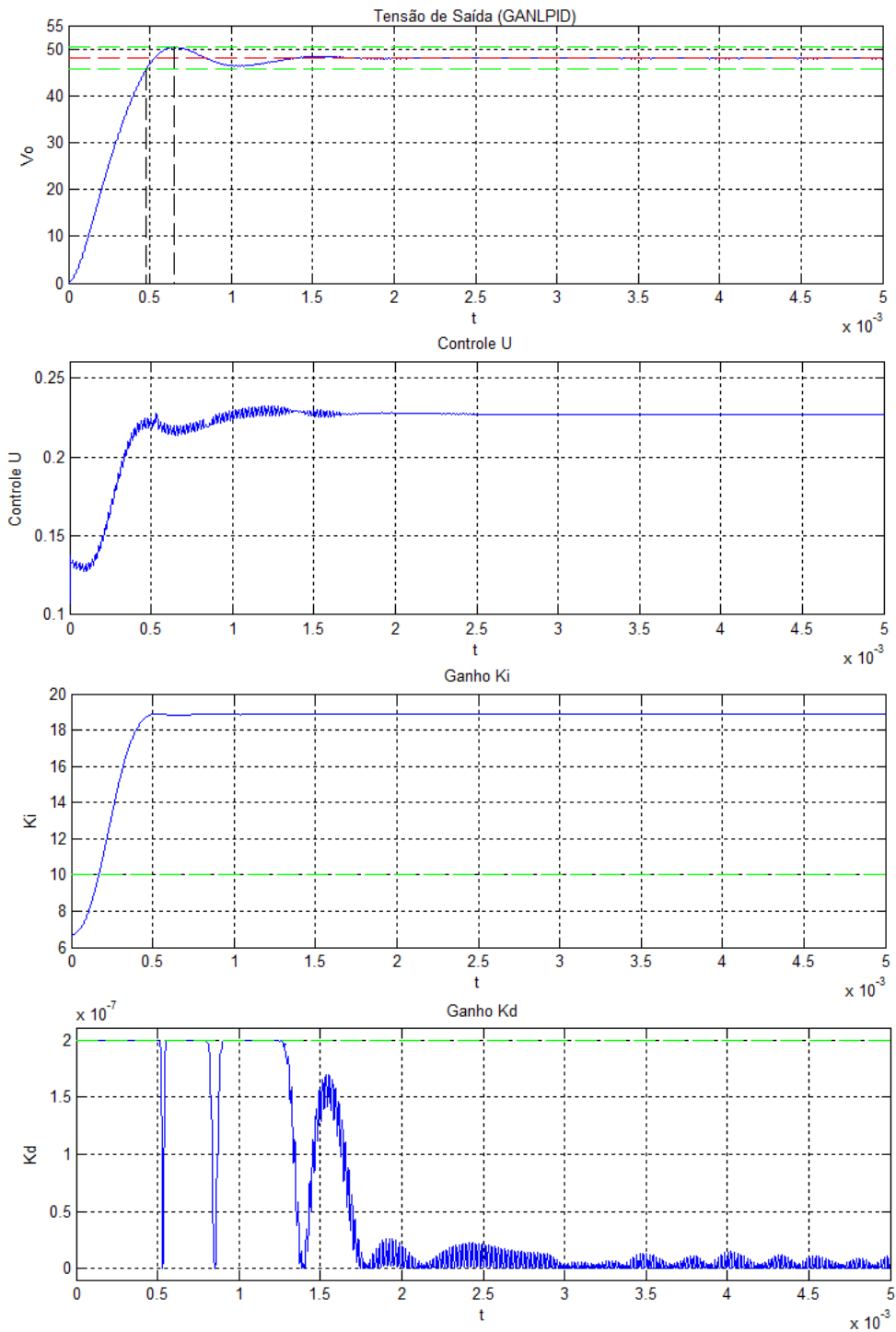


Figura 41 – Transitórios do sinal de saída, sinal de controle e variação dos ganhos integral e derivativo do GANLPID.

Fonte: Autoria própria.

precisaria de um ganho maior de modo a gerar o mesmo sinal de controle:

$$u = k_{inl} \int_0^t \delta_2(\tau) d\tau.$$

Fica evidente que se  $\int_0^t \delta_1(\tau) d\tau > \int_0^t \delta_2(\tau) d\tau$ , então  $k_{inl} > k_i$  na proporção compatível para gerar o mesmo sinal de controle  $u$  em menos tempo.

## 5.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram feitas análises do impacto do controlador GANLPID sobre o transitório do sinal de saída do conversor Buck. O fator de mensuração adotado foi o ganho de desempenho no tempo de acomodação, considerando a faixa de 5%. A estratégia de verificação da variação dos parâmetros da curva gaussiana que rege os ganhos adaptativos passou primeiramente pela análise do controle proporcional, depois pelo integral e, por último, pelo derivativo separadamente. Verificou-se que o controle proporcional não obteve ganho significativo de desempenho, ficando a variação por conta dos ganhos integral e derivativo. Dessa análise, verificou-se a necessidade de se fazer uma varredura combinada de todos os parâmetros, no caso  $x$ ,  $y$ ,  $\delta_{ri}$  e  $\delta_{rd}$ . Foi necessário um número elevado de simulações para se poder levantar as curvas de desempenho compostas de quatro dimensões. As curvas apresentadas permitem compreender mais claramente o efeito de cada parâmetro sobre a eficácia do controle e fazer uma escolha mais apropriada para o controlador que será adotado no conversor. Foi feita uma filtragem inicial excluindo soluções em que o *overshoot* fosse maior que 5%. Tomando-se posteriormente esse conjunto reduzido de soluções, selecionou-se a solução com melhor desempenho dentro desse conjunto. Foram apresentadas formas de onda dos transitórios do sinal de saída do PID e do GANLPID que demonstram a eficácia do controle proposto.

No capítulo seguinte serão tecidas as considerações finais, apresentando conclusões sobre o trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

## 6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foram estudadas as características do controle PID convencional, através da revisão bibliográfica. Posteriormente foi apresentada a proposta do controle PID não linear baseado em curvas gaussianas. Como metodologia de descoberta dos parâmetros adequados foram adotadas varreduras paramétricas de  $k_0$ ,  $k_1$  e  $p$  para cada ganho projetado.

Primeiramente foi realizada uma varredura paramétrica em separado para os ganhos proporcional, integral e derivativo. Dessa análise, concluiu-se que, para essa aplicação, o ganho proporcional não apresentou ganho significativo de desempenho. Com isso, ele não foi considerado na varredura paramétrica combinada.

Várias simulações demonstraram que a varredura paramétrica feita sobre os ganhos isoladamente não permite obter um resultado ótimo. Desta forma, foi realizada uma varredura paramétrica combinada de todos os parâmetros. Dada a elevada ordem de varredura, optou-se por fazer os limites do ganho integral  $K_{i0}$  e  $K_{i1}$  serem expressos como função de uma única variável na forma  $x, \frac{1}{x}$ , reduzindo uma ordem da varredura.

A varredura foi feita considerando quatro parâmetros:  $x, y, \delta_{ri}$  e  $\delta_{rd}$ , considerando faixas com 10 valores para cada variável. Isso demandou  $10^4$  simulações.

A obtenção das curvas exigiu um número elevado de simulações, o que fez com que fossem buscadas alternativas de redução desses tempos de computação. A alternativa encontrada foi a utilização de diversos computadores interligados em rede, na forma de uma *cluster*, executando simulações em paralelo. Para a realização dessas simulações, foi utilizada a *toolbox Distcomp* do software Matlab® da Mathworks, em um sistema com 19 computadores ligados em rede, o que reduziu consideravelmente o tempo das simulações. Pôde-se comprovar a eficiência dessa ferramenta computacional. Além disso, obteve-se o *know-how* sobre a metodologia de programação para simulações em paralelo, utilizando-se da ferramenta do software Matlab®. Os resultados obtidos permitiram uma visão um pouco mais clara sobre o comportamento dessa nova estratégia de controle.

Observou-se também que o ganho do controle não linear sobre o linear tende a ser menor quando se usa ganhos mais altos e, por consequência, melhor desempenho do controle PID. No caso onde ambos ultrapassam a saturação do controle  $u = 1$ , não há como incrementar o desempenho, pois ele já é o máximo possível.

Pode-se projetar bons controladores lineares, com excelente desempenho, e que se aproximam da saturação do controle, porém com um ganho estático elevado, o que representa um grande problema por amplificar não somente o sinal de realimentação quanto também o ruído inerente à medição. Há casos em que se torna absolutamente necessário reduzir o ganho estático devido ao problema da amplificação do ruído, mesmo que isso diminua o desempenho. É justamente nesses casos em que a diferença de ganho de desempenho se torna maior com o uso do GANLPID.

Nesse trabalho buscou-se verificar o ganho de desempenho para um controle com limita-

ção do ganho estático. Os resultados de simulação demonstram que se pode obter ganho de desempenho significativo em relação ao controlador PID linear.

## CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho traz como principais contribuições:

- Apresentar uma proposta muito pouco estudada de controle PID adaptativo, que se baseia na curva gaussiana para a variação dos ganhos.
- Propor uma metodologia de projeto através de varredura paramétrica.
- Propor uma variação combinada nos ganhos na forma  $x, \frac{1}{x}$  para os limites do ganho integral de modo que esse possua apenas um parâmetro ao invés de dois.
- Demonstrar a eficácia do GANLPID frente ao PID, sujeito às mesmas limitações do PID.

## CONTINUIDADE DO TRABALHO

Como continuidade desses estudos, pretende-se:

- Realizar a implementação de um protótipo físico para testes de laboratório;
- Verificar o efeito da carga na determinação dos ganhos ótimos do GANLPID. Esse tipo de análise demandará ainda mais esforço computacional pois irá acrescentar mais uma dimensão de varredura;
- Realizar a varredura paramétrica considerando a componente proporcional;
- Estudar o uso do controle GANLPID em outros conversores e aplicações.

## ARTIGO SUBMETIDO

Os resultados desse trabalho geraram um artigo submetido ao IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2015), intitulado “*Performance Analysis of an Adaptive Gaussian Nonlinear PID Control Applied to a Step-down CC-CC Converter*”.

## REFERÊNCIAS

- AGOSTINHO, A. C. **Controle por Modos Deslizantes Aplicado a Sistema de Posicionamento Dinâmico**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2009.
- ASTROM, K. J.; HAGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 2nd Ed.** Research Triangle Park, NC: The Instrument, Systems, and Automation Society, 1995.
- BANKS, S. P.; MHANA, K. J. Optimal control and stabilization for nonlinear systems. **IMA Journal of Mathematical Control and Information**, v. 9, n. 2, p. 179–196, 1992. Disponível em: <<http://imamci.oxfordjournals.org/content/9/2/179.abstract>>.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. [S.l.: s.n.], 2006.
- BRAUN, L.; TRUXAL, J. **On adaptive control systems**. [S.l.: s.n.], 1959.
- BURGHART, J. H. A technique for suboptimal feedback control of nonlinear systems. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 14, n. 5, p. 530–533, Oct 1969. ISSN 0018-9286.
- BURNS, R. **Advanced Control Engineering**. [S.l.]: Elsevier Science, 2001. ISBN 9780080498782.
- CAMACHO, E.; BORDONS, C. **Model Predictive Control**. [S.l.]: Springer London, 2004. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 9781852336943.
- CHEN, D.; SEBORG, D. Pi/pid controller design based on direct synthesis and disturbance rejection. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, v. 41, n. 19, p. 4807–4822, Sep 2002.
- CHRYSSIS, G. **High-frequency switching power supplies: theory and design**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1984. ISBN 9780070109490.
- CLARKE, D. W. Model-based predictive control. **New York: Press.Inc**, 1994.
- CLOUTIER, J. R. et al. State-dependent riccati equation techniques: Theory and applications. In: **Workshop Notes: American Control Conference**. [S.l.: s.n.], 1998.
- COHEN, G. H.; COON, G. A. Theoretical consideration of retarded control. **Trans. ASME**, n. 75, p. 827–834, 1953.
- CUTLER, C.; RAMAKER, B. Dynamic matrix control—a computer control algorithm. 1979.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos**. 8. ed. [S.l.]: LTC Editora, 2001. ISBN 9788521612421.
- DRENICK, R. F.; SHAHBENDER, R. A. Adaptive servomechanisms. **American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, Transactions of the**, v. 76, n. 5, p. 286–292, Nov 1957. ISSN 0097-2185.
- FACCIN, F. **Abordagem Inovadora no Projeto de Controladores PID**. 125 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Química) — UFRGS- Escola de Engenharia, 2004.



FONSECA, B. S. T. Marcos de O.; FILHO, C. S. Avaliação de desempenho e auditoria de malhas de controle. **InTech Brasil Ano VI**, n. 63, p. 32 a 37, 2004.

FRANCA A. A. ; JUNIOR, C. A. A. L. C. A. A. R. Calibração do controlador dmc para processos. In: **fopdt. 10th INDUSCON**. [S.l.: s.n.], 2012.

FRANCA, A. A. d. **Controle preditivo DMC**. 120 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Automação e Sistemas) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2012.

GARRARD, W. L.; MCCLAMROCH, N. H.; CLARK, L. G. An approach to sub-optimal feedback control of non-linear systems. **International Journal of Control**, v. 5, n. 5, p. 425–435, 1967. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1080/00207176708921775>>.

GOODWIN, G.; GRAEBE, S.; SALGADO, M. **Control System Design**. [S.l.]: Prentice Hall, 2001. ISBN 9780139586538.

HAWWA, M.; MASOUD, A. A nonlinear pid servo controller for computer hard disk drives. In: **Advanced Motion Control, 2006. 9th IEEE International Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 672–676.

HE, M.; XU, J. Nonlinear pid in digital controlled buck converters. In: **Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1461–1465. ISSN 1048-2334.

HOLLAND, J. H. **Adaptation in Natural and Artificial Systems**. Ann Arbor, MI: University of Michigan Press, 1975. Second edition, 1992.

ISAKSSON, A. J.; GRAEBE, S. F. Analytical pid parameter expressions for higher order systems. **Automatica**, p. 1121–1130, 1999.

KANIESKI, J. M. **Modelagem e controle LQR aplicado a um condicionador de energia**. 174 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, PR., 2010.

KASTER, M. S. **Controle de oscilações em sistemas comutados com aplicações em eletrônica de potência**. 168 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.

KASTER, M. S. **Notas de aula; disciplina de Fundamentos de Controle**. [S.l.], 2012.

KASTER M. S.; CUNHA, G. D. B. I. N. C. B. Análise do uso de controle pid não linear aplicado a conversor buck. In: **Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações**. [S.l.: s.n.], 2011. vol.1, n. num. único, p. 165–168.

KOKATE, R.; WAGHMARE, L.; DESHMUKH, S. Review of tuning methods of dmc and performance evaluation with pid algorithms on a fopdt model. In: **Advances in Recent Technologies in Communication and Computing (ARTCom), 2010 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 71–75.

LENIOWSKA, L. An adaptive vibration control procedure based on symbolic solution of diophantine equation. **Archives of Acoustics**, v. 36, n. 4, 2013. ISSN 2300-262X. Disponível em: <<http://acoustics.ippt.gov.pl/index.php/aa/article/view/152>>.

LUO, F.; YE, H. **Advanced DC/DC Converters**. [S.l.]: Taylor & Francis, 2003. (Power Electronics and Applications Series). ISBN 9780203492925.

MEJÍA, R. I. G. **Controle Preditivo Multivariável: Aspectos de Projeto e Simulação**. 139 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.

MRACEK, C. P.; CLOUTIER, J. R. Control designs for the nonlinear benchmark problem via the state-dependent riccati equation method. **International Journal of Robust and Nonlinear Control**, v. 8, p. 401–433, 1998.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6a. ed. [S.l.]: LTC, 2012. 760 p.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011. ISBN 9788576058106.

PAPOULIAS, F.; HEALEY, A. Path control of surface ships using sliding modes. **Journal of Ship Research JSR**, v. 36, n. 2, p. 141–153, 1992.

PEARSON, J. D. Approximation methods in optimal control i. sub-optimal control. **Journal of Electronics and Control**, v. 13, n. 5, p. 453–469, 1962. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1080/00207216208937454>>.

PEDROSO, M. D. **Estudo comparativo entre técnicas de controle lineares e não-lineares implementadas em fpga aplicadas a um Inversor de tensão npc três níveis monofásico**. 120 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — UTFPR- Campus Cornélio Procópio, 2013.

RAFIKOVA, E. **Controle de um robô móvel através de realimentação de estados utilizando visão estereoscópica**. 183 p. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) — UNICAMP, 2010.

RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal model control: Pid controller design. **Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development**, v. 25, n. 1, p. 252–265, 1986. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1021/i200032a041>>.

SANTOS, L. A. **Proposta de um Controlador PI Não-linear Aplicado a um Filtro Ativo de Potência Paralelo Monofásico**. 99 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — UTFPR- Campus Cornélio Procópio, 2013.

SEDRA, A.; SMITH, K. **Microeletrônica**. [S.l.]: Prentice-Hall Brasil, 2007. ISBN 9788576050223.

SIQUEIRA, H. V. **Previsão de series de vazões com redes neurais artificiais e modelos lineares ajustados por algoritmos bio-inspirados**. 172 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — UNICAMP, 2009.

SLOTINE, J.; LI, W. **Applied Nonlinear Control**. [S.l.]: Prentice Hall, 1991. ISBN 9780130408907.

SLOTINE, J.; SASTRY, S. S. Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators. **International journal of control**, Taylor & Francis Group, v. 38, n. 2, p. 465–492, 1983.

STANSBERRY, D.; CLOUTIER, J. R. Position and attitude control of a spacecraft using the state-dependent riccati equation technique. In: **American Control Conference, 2000. Proceedings of the 2000.** [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1867–1871 vol.3. ISSN 0743-1619.

SUN, L.; GAN, J. Researching of two-wheeled self-balancing robot base on lqr combined with pid. In: **Intelligent Systems and Applications (ISA), 2010 2nd International Workshop on.** [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5.

TORRICO, C. R. C. **Projeto de um controlador PID.** [S.l.], 2011.

UTKIN, V. **Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems.** [S.l.]: Imported Publications, Incorporated, 1978. ISBN 9780828506960.

UYGUN, K.; MATTHEW, H. W. T.; HUANG, Y. Dfba-lqr: An optimal control approach to flux balance analysis. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, v. 45, n. 25, p. 8554–8564, dez. 2006. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1021/ie060218f>>.

WERNLI, A.; COOK, G. Suboptimal control for the nonlinear quadratic regulator problem. **Automatica**, Pergamon Press, Inc., Tarrytown, NY, USA, v. 11, n. 1, p. 75–84, jan. 1975. ISSN 0005-1098. Disponível em: <[http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098\(75\)90010-2](http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098(75)90010-2)>.

YOERGER, D.; NEWMAN, J.; SLOTINE, J.-J. Supervisory control system for the jason rov. **Oceanic Engineering, IEEE Journal of**, v. 11, n. 3, p. 392–400, Jul 1986. ISSN 0364-9059.

ZAYED, A. H. A.; SMITH, L. A new multivariable generalised minimum-variance stochastic self-tuning with pole-zero placement, international. **Journal of Control and Intelligent Systems**, v. 32, n. 1, p. 35–44, 2004.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. **Transactions of ASME**, v. 64, p. 759–768, 1942.

ZUBEN, F. J. V. **Introdução ao Controle por Realimentação.** 2010. Acesso em 05 de novembro de 2014. Disponível em: <[ftp://ftp.dca.fee.unicamp.br/pub/docs/vonzuben/ea616\\_1s10/notas\\_de\\_aula/topico11\\_EA616\\_1s2010.pdf](ftp://ftp.dca.fee.unicamp.br/pub/docs/vonzuben/ea616_1s10/notas_de_aula/topico11_EA616_1s2010.pdf)>.